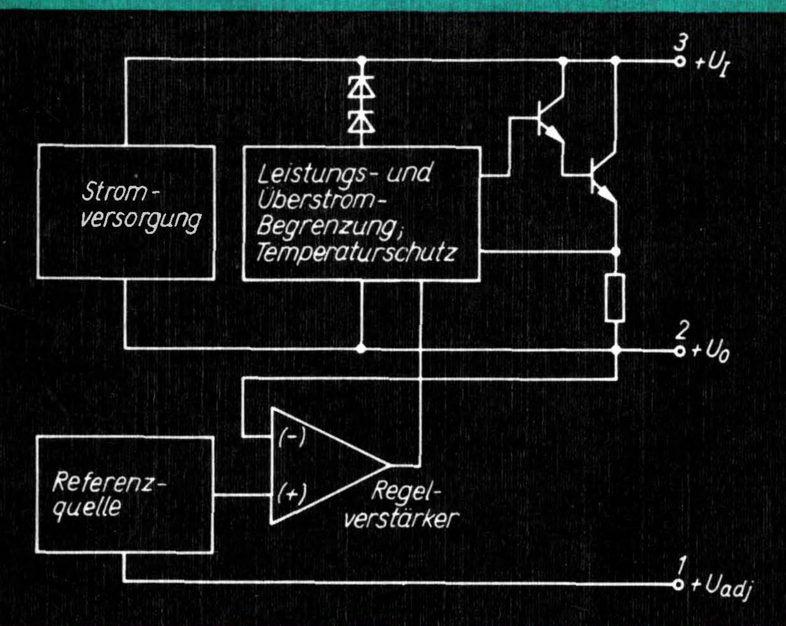
amateurreihe

electronica



Klaus Schlenzig

Dieter Jung

Die integrierten Spannungsregler B 3x7x V

239

electronica · Band 239

KLAUS SCHLENZIG
DIETER JUNG

Die integrierten Spannungsregler B 3×7× V



MILITÄRVERLAG
DER DEUTSCHEN DEMOKRATISCHEN
REPUBLIK

Schlenzig, K., Jung. D.:
Die integrierten Spannungsregler B 3×7× V. –
Berlin, Militärverlag der DDR (VEB), 1988. –
96 S.: 74 Bilder – (electronica: 239)

ISBN 3-327-00557-5

1. Auflage, 1988

Lizenz-Nr. 5
Printed in the German Democratic Republic
Lichtsatz: Druckerei Phönix, Berlin
Druck und buchbinderische Weiterverarbeitung:
Druckerei des Ministeriums für Nationale
Verteidigung (VEB) – Berlin – 30304-7
Lektor: Steffen Würtenberger
Zeichnungen: Angelika Ulsamer
Typografie: Martina Schwarz
Redaktionsschluß: 20. August 1987
LSV 3539
Bestellnummer: 747 059 5
00190

Inhalt

1. Einleitung

Bereits 1982 entstand die 1. Konzeption zu der nun vorliegenden Broschüre. Andere, aktuellere Themen galt es vorrangig zu behandeln. Die im folgenden besprochenen Schaltkreise gehören jedoch zu den Bauelementen mit „Langzeitwirkung". Eine Sammlung der für ihren sinnvollen Einsatz wichtigen Informationen aus Hersteller- und Anwenderquellen hat darum auch 1988 und darüber hinaus Wert. Diese Broschüre versteht sich als ein solcher Informationsspeicher, als ein Hilfsmittel beim Umgang mit integrierten Stabilisierungsschaltungen.
Etwa seit 1985 liegen die für die integrierten Reglerschaltkreise der Reihe *B 3×7× V* länger gültigen Daten und Diagramme vor. Man kann sie nun in der handlichen Broschürenform schnell nachschlagen, ohne in Zeitshriften – nicht immer mit Erfolg – suchen zu müssen. Neben dieser Typenreihe wird noch eine weitere IS für die moderne Stromversorgungstechnik und ähnliche Einsatzzwecke behandelt: die Referenzquelle *B 589 N*.
Alle mitgeteilten Daten, Diagramme und Schaltungen wurden sorgfältig überprüft. Sie gelten jedoch ohne Gewähr und dienen vorrangig der Information. Für die wiedergegebenen Schaltungen kann nicht garantiert werden, daß sie frei von Schutzrechten sind. Für Entwicklungsarbeiten müssen in jedem Falle Patentrecherchen durchgeführt und die aktuellen Standards zu Rate gezogen werden.

2. Einige Aspekte moderner Stromversorgung

Wachsender Funktionsumfang durch Verfügbarkeit von immer komplexer werdenden integrierten Schaltungen ist ein Kennzeichen moderner Gerätetechnik. Digitale Schaltungen nehmen darin eine dominierende Stellung ein. „Diskrete" Transistorschaltungen größerer Leistung und den zu erwartenden Spannungstoleranzen angepaßte Analogschaltkreise erlauben in der sogenannten Unterhaltungselektronik (mindestens in der NF-Technik) vielfach den Einsatz unstabilisierter Spannungsquellen. Doch schon ein noch weitgehend „analog" ausgelegter moderner Fernsehempfänger bedarf einigen Aufwands an Stabilisierung. Schaltregler mit integrierten Ansteuerschaltkreisen haben auf diesem Gebiet zu interessanten und materialökonomischen Lösungen geführt. Das betrifft auch die Einsparung von Kupfer. Bei diesem Schaltungsprinzip wird bereits die Netzspannung nach Gleichrichtung in einem auf Frequenzen oberhalb des Hörbereichs arbeitenden System in die benötigten Spannungen unterschiedlicher Höhe und Belastbarkeit umgewandelt. Doch auch hinter konventionellen 50-Hz-Netztransformatoren und (vorteilhaft aufgrund ihres hohen Wirkungsgrades) an Batterien kommen Schaltregler zum Einsatz.

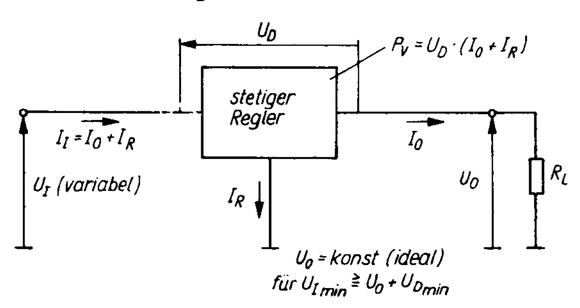


Bild 2.1 Verhältnisse am stetigen Regler

Ihre Vorteile sind u. a. dann überzeugend, wenn aus einer höheren, stärker schwankenden Eingangsspannung eine stabile und meist relativ hoch belastbare kleinere Spannung gewonnen werden soll. (Es gibt jedoch auch „Aufwärts"-Schaltregler!) Der wesentliche Unterschied zur Wirkungsweise der in dieser Broschüre behandelten „stetigen" Regler besteht nach Bild 2.1 in folgendem: Der Laststrom des stetigen Reglers muß in voller Höhe von der Versorgungsspannung geliefert werden. Die Differenz von schwankender U_I und stabiler U_O ergibt die im stetigen Regler in Wärme umgesetzte Verlustleistung: $P_V \approx I_O (U_I - U_O)$ mit $I_O \approx I_I$. Real ist I_I größer, weil die Regelschaltung im allgemeinen einen gewissen Strom gegen Masse ableitet. Das wird in Bild 2.1 berücksichtigt.
Die Problematik üblicher stetiger Regler – und zu dieser Gruppe gehören auch die in dieser Broschüre behandelten Schaltkreise – besteht in einem merklichen Eigenspannungsbedarf. Bei der Reihe *B 3×7× V* muß man in Abhängigkeit vom Laststrom mit typisch bis zu 2,5 V rechnen. Dieser Wert hängt außer vom Strom auch von der Temperatur ab. Im entsprechenden Zusammenhang wird darauf noch eingegangen.
Bild 2.2 zeigt, daß diese Spannung nicht einfach über eine statische Messung ermittelt werden kann. Entsprechend der Zeitkonstante der Gleichrichterschaltung und der Belastung treten am Ladekondensator periodische Spannungseinbrüche auf. Sobald dadurch die Eingangsspannung den Mindestwert $U_O + U_D$ unterschreitet, greifen die negativen Spannungsspitzen über den Regler durch und führen in empfindlichen Schaltungen zu Störungen.
Beim Schaltregler dagegen gilt im Prinzip die Regel, daß die zugeführte Leistung (allerdings vermindert um den meist relativ hohen Wirkungsgrad) auch zur Last gelangt, und zwar mit der Spannung, auf die der Regler stabilisiert. Daraus folgt, daß für eine abwärtstransformierte Spannung ähnlich wie beim Transformator auch der in den Schaltregler hineinfließende Strom kleiner als der in die Last fließende ist.
Der Wirkungsgrad ist keine Konstante. Besonders stark gehen bei höheren Strömen auch Verluste ein, die durch die vom

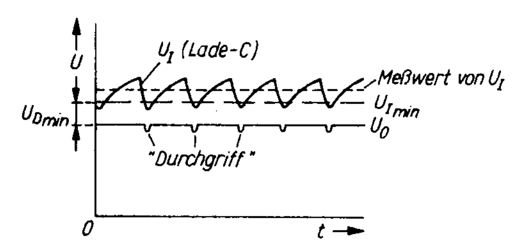


Bild 2.2 Durchgriff negativer Spannungsspitzen bei stetigen Reglern für (periodisches) Unterschreiten der Bedingung $U_I < U_{Imin}$

Schaltreglerprinzip bedingten Entstörmaßnahmen auftreten, z. B. die Verluste in Störschutzdrosseln. Oberhalb der selbstverständlich auch beim Schaltregler vom aktiven Teil der Schaltung bedingten Mindestspannungsdifferenz bleibt sein Wirkungsgrad jedoch in einem wesentlich engeren Bereich als der von stetigen Reglern. Bei diesem bedingt bekanntlich jedes Volt Eingangsspannungserhöhung bei 1 A Laststrom auch wenigstens 1 W zusätzlicher Verluste!
Zur Erinnerung skizziert Bild 2.3 ganz grob ein solches Schaltreglerprinzip: In der Leitphase des Schaltgliedes fließt Strom in Speicherdrossel, Speicherkondensator und Last. Erreicht die Spannung U_O den in der Regelschaltung eingestellten Vergleichswert, wird das Schaltglied gesperrt (der symbolische Schalter geöffnet), und die Freilaufdiode übernimmt den vom zusammenbrechenden Magnetfeld der Speicherdrossel erzeugten Strom. Hat die Ausgangsspannung einen unteren Schwellwert erreicht, schaltet die Regelschaltung das Schaltglied wieder in die Leitphase usw. Man erkennt, daß eine solche Schaltung als breitbandiger Störgenerator wirkt, und darin liegt ihr Hauptproblem. In der Tendenz steigt jedoch ihr Wirkungsgrad, je größer die Differenzspannung zwischen Ein- und Ausgang. Genau umgekehrt (und wesentlich dramatischer) verhält sich der stetige Regler, und hierin besteht sein Problem. Je höher nun noch die Grunddifferenzspannung, um so weniger Spielraum bleibt beim Einsatz unter stärker schwankenden Eingangsspannungen und Lastströmen. Während man beim Schaltregler

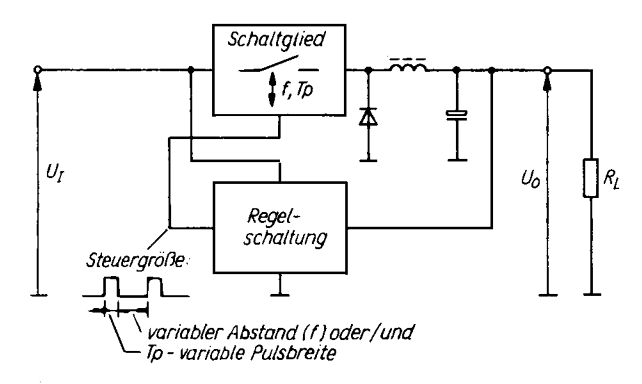


Bild 2.3 Eines der möglichen Prinzipien für Schaltregler: „dosierte" Energieübertragung statt Umsetzen der überschüssigen Energie in Wärme beim stetigen Regler

darum vorrangig nach zulässiger Sperrspannung und zulässigem Strom für das Schaltelement zu fragen hat und erst in zweiter Linie nach der zulässigen Verlustleistung, setzt diese bei stetigen Reglern oft weit schneller eine Einsatzgrenze als Spannung oder Strom allein.

Im gerätetechnischen Einsatz gilt es heute ebenfalls, unterschiedliche Forderungen zu erfüllen. Die Digitaltechnik der letzten Jahrzehnte war von der leistungsintensiven TTL-Schaltkreisserie bestimmt. Die Forderung nach 5 V ± 5 % bei Strömen im Bereich oft mehrerer Ampere ließ sich noch am besten mit leistungstransistorbestückten Niederspannungs-Schaltreglern erfüllen. Der allmähliche Übergang zu Low-Power-Schottky-Typen entspannte diese Situation, so daß nun kleinere Systeme durchaus mit stetigen Reglern bestückt werden konnten. Bei 5 V mußte es bleiben, und das ist eben für integrierte Regler mit 2,5 V Eigenspannungsbedarf im Amperebereich kein günstiger Ausgangspunkt.

Soweit CMOS-Technik die Taktfrequenzforderungen der betreffenden Geräte bereits zu erfüllen vermochte, verlagerte sich die Stromversorgung in einen vom bisherigen Aspekt her

günstigeren Bereich. Mit 15 V Obergrenze (bei höchstmöglicher Taktfrequenz auch zu benutzen) und wesentlich kleinerem Strombedarf boten sich gerade für integrierte Regler gute Voraussetzungen auch „dezentraler“ Stabilisierung auf jeder einzelnen Leiterplatte. Wesentlich kritischer, prozentual gesehen, stellte sich nun jedoch die Aufgabe, diese Spannung unter allen Umständen einzuhalten. In der Struktur der CMOS-Schaltkreise enthaltene parasitäre Thyristoren zündeten, chargenabhängig, bereits beim Überschreiten der zugelassenen Betriebsspannung um weniger als 5 %. Damit waren Fälle denkbar, wo Überschwingerscheinungen integrierter Regler, z. B. beim harten Anschalten der Speisespannung, kritische Bedingungen bringen konnten.

Letztlich heißt das Ergebnis dieser Betrachtungen: Es gibt nicht „das“ Stromversorgungsbauelement, mit dem alle Probleme zu lösen sind. Zweifellos ist, bezogen auf die Hauptgruppe der in dieser Broschüre behandelten Bauelemente, durch Beschränken auf 4 einstellbare Typen statt eines bisher nötigen umfangreichen Festspannungsreglersortiments viel erreicht worden. Dennoch bleiben aber die genannten Grenzen, jenseits derer andere Prinzipien sinnvoller bzw. die einzig möglichen sind. Nach „oben“ hin sind das größere Leistungen bei hohen Strömen (oder Spannungen), nach „unten“ zu ist es die Notwendigkeit spezieller Schaltungen für kleinere Differenzen von Ein- und Ausgangsspannung.

Vor einem jedenfalls muß gewarnt werden: Wenn auch moderne Schaltkreise im höheren Leistungsbereich heute mit einem hohen Aufwand an Schutzschaltungen versehen sind – absolut zerstörungsfest werden sie dadurch nicht. Zwischen dem Bereich unbedenklichen Einsatzes und dem „Ausstieg“ oberhalb von Grenzwerten, gegen die man solche Schutzschaltungen aus Vernunftgründen einfach nicht auslegen kann, gibt es dabei einen Bereich „bedingter Verläßlichkeit“. Im Falle der in dieser Broschüre behandelten Spannungsregler z. B. sind bestimmte Schutzschaltungen einfach aus Zuverlässigkeitsgründen nicht periodisch strapazierbar. Es liegt also auch am Anwender, wie er sich in diesen Fragen verhält.

3. Die Spannungsregler der Reihe *B 3×7× V*

Die beiden × stehen in der Typenbezeichnung für 1 bzw. 3 (2. Position) als Codeziffer für den Typ (1 Positiv-, 3 Negativregler) und 0 bzw. 1 (4. Position) für 40 bzw. 60 V beim Positiv- und 40 bzw. 50 V beim Negativregler als maximale Differenzspannung zwischen Eingang und Ausgang.
Die Entwicklung integrierter Spannungsregler begann in gewissem Sinne mit der Typengruppe *723*, einer auf einem Chip integrierten Kombination der klassischen Elemente einer elektronischen Regelschaltung: stellbares Längsglied, Referenzquelle und Regelverstärker. Als Punkt für die Abfrage der Ausgangsspannung konnte bei einer solchen Kombination entweder ihr Ausgang direkt gewählt werden oder auch der eines externen Längsgliedes für größere Leistung. Der *723* war in dieser wie in manch anderer Hinsicht ziemlich variabel, brauchte allerdings für sichere Funktion auch wenigstens 10...12 V Betriebsspannung. Außerdem erwies sich der stets erforderliche externe Bauelementeaufwand bisweilen als nachteilig. Von Vorteil dagegen waren die hohe Treffsicherheit und Konstanz der geregelten Spannung. Nicht immer sind solche extremen Genauigkeitsansprüche gegeben.
International entstand aus diesen und anderen Gründen ein Sortiment von Festspannungsreglern, in denen bereits ein bestimmter Wert der Ausgangsspannung fest eingestellt und unter gewissen Randbedingungen relativ eng toleriert garantiert wird. Bekannt sind Typen im Bereich zwischen 5 und 24 V Ausgangsspannung und Strömen je nach Bauform zwischen 100 mA und 1 A. Allein das machte diese „3-Beiner" aufgrund ihrer unkomplizierten Handhabung schon ziemlich attraktiv. Doch ihre vom Äußeren her kaum zu erwartende komplexe Innenschaltung enthielt noch weitere Besonderheiten in Form von Schutzschaltungen gegen zu hohe Strom- bzw. Leistungsbelastung innerhalb zugelassener Spannungsgrenzen. Als nachteilig

erwies sich die Lagerhaltung im Falle unterschiedlicher gewünschter Spannungen.
Doch selbst diese Art Spannungsregler läßt auch Einstellen anderer Spannungswerte zu – mindestens oberhalb ihrer fest eingestellten Ausgangsspannung. An diesem Punkt setzte wohl eine andere Entwicklungsrichtung an, die international durch den *317* (*117, 217*) gekennzeichnet ist. Während integrierte Festspannungsregler im Normalfall mit ihrem gemeinsamen Anschluß am Bezugspunkt der Versorgungsspannung liegen, bei Positivreglern also z. B. an Minus als Masse, und je einen Ein- und einen Ausgangsspannungsanschluß aufweisen, sind einstellbare integrierte Spannungsregler (außer bei der kleinsten möglichen Ausgangsspannung) mit dem 3. Anschluß über einen Widerstand an Bezugspotential zu legen. Er sorgt in Verbindung mit einem weiteren Widerstand vom Ausgang zu diesem 3. Anschluß für die gewünschte Ausgangsspannung.
Das Bezugspotential muß nicht mit „Masse" identisch sein, und in speziellen Einsatzfällen (Stromgenerator) fehlt diese Verbindung ganz. Dennoch arbeitet die Schaltung in der für diesen Fall vorgesehenen Weise. Man bezeichnet dieses Prinzip als „schwebenden Regler" (*floating regulator*). Es gestattet relativ einfach auch das Stabilisieren von Spannungen, die über dem zulässigen Höchstwert der Differenzspannung des Reglers selbst liegen – vorausgesetzt, der Hub der unstabilisierten Eingangsspannung übersteigt nicht diesen Wert.
Die komplexe Innenschaltung bezieht ihre Betriebsenergie aus dem Strom, der in den Eingang hinein- und zum größten Teil aus dem Ausgang wieder herausfließt. Der Eigenspannungsbedarf in der Größenordnung von 2 V ist für die einwandfreie Funktion ebenso erforderlich wie ein Mindeststrom, dessen unterer Grenzwert mit den weiteren gewünschten Schaltungseigenschaften (u. a. Temperaturgang der stabilisierten Spannung) in einem gewissen Bereich variiert, aber jedenfalls einige mA beträgt. Je höher dabei die Spannungsdifferenz über dem Regler, um so größerer Mindeststrom muß fließen.
Im Gegensatz zur allgemeinen Darstellung nach Bild 2.1 fließt also kein wesentlicher „I_R" nach Masse. Vielmehr muß auch

beim leerlaufenden Regler mit einer externen Beschaltung für einen geschlossenen Stromkreis und damit für den Mindestbetriebsstrom gesorgt werden. Anderenfalls erhöht sich die Ausgangsspannung! Daher sind bestimmte Höchstwerte für die beiden Widerstände *R*1 und *R*2 im später folgenden Bild 3.4 einzuhalten. Der aus dem Steueranschluß einstellbarer Regler nach Masse oder einer schaltungstechnisch bedingten anderen „Senke" fließende Strom liegt dagegen im Bereich von 50...100 µA, ist aber funktionell ebenfalls notwendig.

3.1. Positiv- und Negativregler

Bei den bisherigen allgemeinen Betrachtungen war noch stillschweigend vorausgesetzt worden, daß sich die Regelaufgabe auf eine gegen Bezugspunkt positive Spannung bezieht. Ebensogut können jedoch auch negative Spannungen geregelt werden. Die soeben skizzierten Eigenschaften integrierter Regler (sowohl solcher für feste wie für einstellbare Ausgangsspannungen) bezüglich spezieller Schaltungseinzelheiten zu ihrem Schutz sind in Bild 3.1 im Vergleich von Positiv- und Negativregler zu erkennen. Diese Übersichtsdarstellung zeigt, daß beide Regler prinzipiell mit den gleichen Funktionsgruppen ausgestattet sind. Allerdings zwingt die Benutzung von npn-Leistungstransistorelementen für beide Regler dazu, unterschiedliche „Wirkrichtungen" zu wählen. Während bei den Positivreglern der Kollektor Eingangsanschluß ist, wird bei den Negativreglern emitterseitig eingespeist. Aufgrund der Chipstruktur ergibt sich dadurch, daß der Mittelanschluß der in Bild 3.2 dargestellten gemeinsamen Bauform für beide Regler beim Positivregler Ausgangs-, beim Negativregler dagegen Eingangspotential führt. In jedem Falle muß also gegen Masse isoliert werden, was zusätzlichen Wärmewiderstand zum meist unvermeidlichen Kühlkörper bedeutet. Alternativ wird darum dieser Kühlkörper oft bei direkt montiertem Regler isoliert befestigt. Man hat es dann aber mit einer großen Potentialfläche zu tun, die auf jeden Fall nur innerhalb von Gehäusen akzeptiert werden kann.

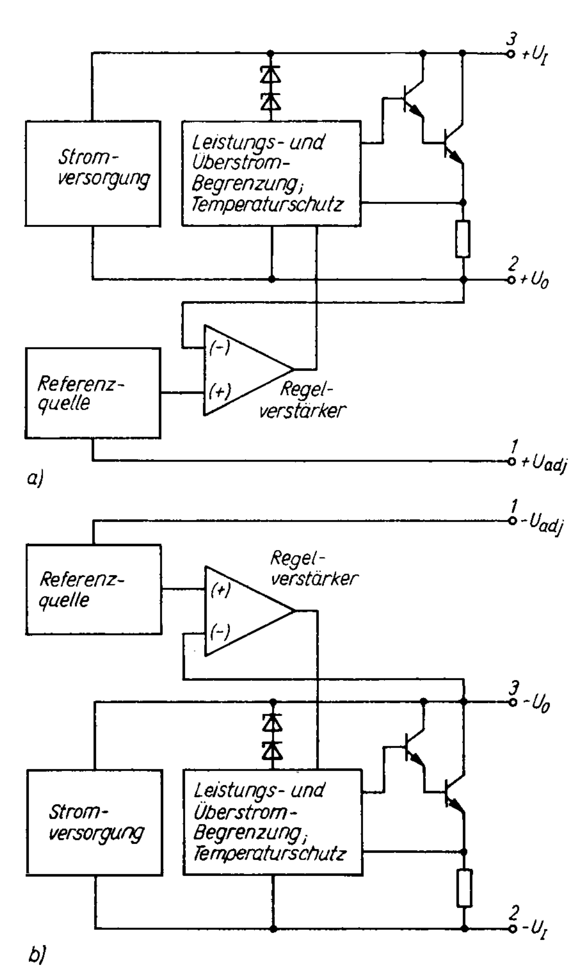


Bild 3.1 Übersichtsschaltbild der integrierten Spannungsregler der Reihe *B 3×7× V*;
a – Positivregler *B 3170 V, B 3171 V,*
b – Negativregler *B 3370 V, B 3371 V*

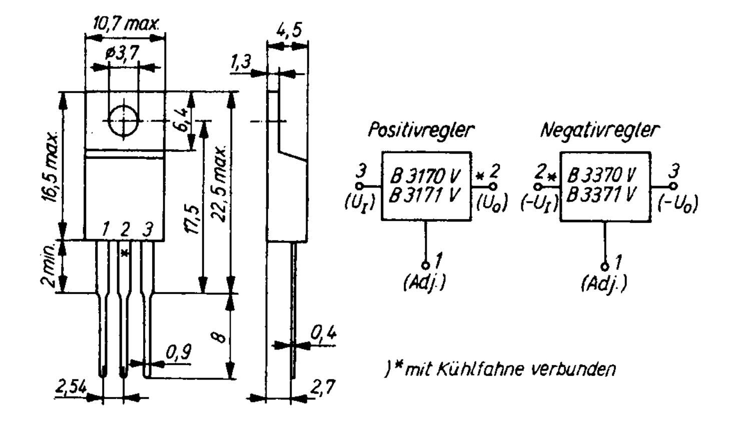


Bild 3.2 Bauform und Anschlußbelegung der Reihe *B 3×7× V*

3.2. Positivregler *B 3170 V* und *B 3171 V*

Der Einsatzbereich positiver Spannungsregler in Schaltungen mit nur einer Betriebsspannung dürfte gegenwärtig wesentlich größer sein als der für negative. Die beiden vorherrschenden Logikfamilien ebenso wie das Spektrum von Analogschaltkreisen werden im allgemeinen mit positiven Spannungen gegen Masse betrieben. In der Meßtechnik ebenso wie in einem gewissen Bereich der Analogtechnik werden symmetrische oder mindestens bipolare, meist stabilisierte Spannungen benötigt. Das gilt vor allem in Verbindung mit integrierten Operationsverstärkern, deren Innenschaltung von vornherein auf vorzugsweise bipolaren Betrieb ausgelegt ist.
Aufgrund der in Abschnitt 3.1. gezeigten Gemeinsamkeiten zwischen beiden Reglertypen scheint es jedoch ausreichend, den Positivregler vorrangig zu betrachten. Den beiden Negativreglern ist anschließend ein kürzerer Abschnitt gewidmet.

3.2.1. Innenschaltung und Funktion

Stromlaufplan

Die in [4] wiedergegebene Innenschaltung der Positivregler *B 3170 V, B 3171 V* weist 27 Transistorelemente und rund 40 Widerstände aus, daneben einige Dioden und Kondensatoren. An Lösungsdetails solcher integrierter Strukturen Interessierte können in dieser Literaturstelle Näheres finden. Für die meisten Anwender genügt jedoch bereits die in Bild 3.1 gezeigte Übersichtsdarstellung in Verbindung mit den Datenangaben und den im folgenden erläuterten Zusammenhängen.

Startbedingungen

Wie bereits kurz angedeutet, erhält der Schaltkreis seine Betriebsenergie aus dem Potentialunterschied zwischen Eingangs- und Ausgangsspannung. Beim Anlegen der Betriebsspannung fließt Strom über den Kreis Pluspol der Eingangsspannung – Schaltkreiseingang – Schaltkreisinnenschaltung – Schaltkreisausgang – Last (bzw. mindestens Spannungsteiler für I_{min}) – Minuspol der Eingangsspannung. Eine sogenannte Anlaufschaltung greift dabei so in den integrierten Stromversorgungsteil des Schaltkreises ein, daß dessen Funktionen aktiviert werden.

Referenzspannung

Die Referenzspannung für den nichtinvertierenden Eingang des Regelverstärkers, dessen invertierender Eingang die Ausgangsspannung „abfragt“, wird in einer sogenannten Band-gap-Schaltung erzeugt. Im Abschnitt 5. wird auf diese Art Referenzquelle noch eingegangen. Sie liefert eine temperaturstabile Spannung im Bereich um 1,25 V. Wenn also bei diesen Positivreglern die über den Einstellanschluß (1) zugängliche negative Seite dieser Referenzquelle mit Masse verbunden wird, stellt sich am Schaltkreisausgang dessen kleinste ohne spezielle Maßnahmen realisierbare Spannung ein. Wie sich an Hand der Übersichtsdarstellung einsehen läßt, ist die Referenzspannung also unter allen (normalen) Betriebsbedingungen des Schaltkreises zwischen Ausgang (2 beim Positivregler) und Einstellanschluß 1 meßbar.

Ausgangsspannung

Bis zur Einsatzgrenze beliebig höhere andere Ausgangsspannungen lassen sich durch die extrem einfache Beschaltung mit 2 Widerständen erreichen (siehe auch Bild 3.4): Zwischen Ausgang und Einstellanschluß sorgt ein Widerstand der Größe U_{ref}/I_{Omin} dafür, daß ein äußerer Mindeststrom I_{Omin} zustande kommt, damit der Schaltkreis in all seinen Funktionen einwandfrei (und möglichst wenig temperaturabhängig) arbeitet. Ein 2. Widerstand der Größe $(U_O - U_{ref})/I_{Omin}$ leitet diesen Strom nach Masse weiter. U_O ist die gewünschte stabile Ausgangsspannung. Genauer muß dieser Widerstand um den Faktor $I_{Omin}/(I_{Omin} + I_{adj})$ kleiner sein, denn aus dem Einstellanschluß fließen noch zwischen 50 und 100 µA heraus (eben I_{adj}). Bei 5...10 mA für I_{Omin} stellt jedoch I_{adj} nur einen Beitrag von rund 1 % dar, kann also in diesen Fällen vernachlässigt werden. Da er von der Temperatur abhängt, interessieren diese Abhängigkeit und sein Absolutwert erst für spezielle Schaltungen, bei denen im unteren Grenzbereich des Stroms gearbeitet werden soll.

Schutzschaltungen und Grenzen

Sowohl im oberen Grenzbereich des Stroms wie bei zu hoher Verlustleistung (innerhalb der zulässigen Differenzspannung) bzw. bei zu hoher Chiptemperatur treten im Schaltkreis Schutzschaltungen in Funktion. Sie führen zu einer Begrenzung des Stroms und damit der Verlustleistung. Inwieweit dadurch der Schaltkreis voll geschützt ist, hängt von einigen Randbedingungen ab.

Generell wird empfohlen, die Kurzschlußstrombegrenzung in der Nähe der maximal zulässigen Differenzspannung nicht „betriebsmäßig“ auszunutzen. Man soll sie also mindestens in diesem Bereich nicht für Schaltungszwecke einplanen, sondern möglichst nur als eine Sicherheit gegen Zerstörung des Reglers im „Havariefall“ ansehen.

Darüber hinaus tritt im mittleren U_D-Bereich bei Kurzschluß im Schaltkreis trotz Strombegrenzung eine höhere Verlustleistung auf, als gemäß P_{totmax} zulässig ist. Auch in diesem Bereich

darf daher der Kurzschlußfall nicht als zulässige Regel, sondern nur als Ausnahme betrachtet werden. Der Hersteller spricht in solchen Zusammenhängen von Bedingungen, die die Zuverlässigkeit einschränken. Man erinnere sich dazu der z. B. besonders für Leistungstransistoren angegebenen „SOAR-Diagramme". Die Abkürzung SOAR heißt, frei übersetzt, sicherer Arbeitsbereich. In den Grenzen, die vom absoluten Höchststrom und der zulässigen höchsten Spannung unter bestimmten Schaltungsbedingungen gegeben sind, darf jeweils nur ein Bruchteil dieser Höchstwerte als Wertepaar gleichzeitig auftreten. Sonst kann das Bauelement Schaden nehmen.

Im Abschnitt zu den typischen Abhängigkeiten ist ein solches Diagramm für die Reihe *B 3×7× V* enthalten. Leider handelt es sich dabei nur um statische Werte. Es fehlen die von Leistungstransistoren her gewohnten erweiterten Grenzlinien für dynamische Belastung. Eine solche Unterlage wäre für die z. B. beim Einschalten oder im Kurzschlußfall denkbare „flüchtige" Impulsbelastung interessant. Sie dürfte jedoch kaum eindeutig darstellbar sein, wenn man das Zusammenspiel der internen Schutzschaltungen berücksichtigt. Der Hersteller verweist nur auf folgende Einschränkungen:

- Bei Ansprechen der Kurzschlußsicherung für $/U_I/ > 10$ V wird der Schaltkreis mit $P_V > P_{Vmax}$ belastet. Dieser Betriebszustand ist nur für den Einschaltfall zugelassen[5].
- Es wird außerdem empfohlen, daß im Interesse der Zuverlässigkeit der Bauelemente der SOAR-Schutz in der Nähe der maximalen U_D-Grenze nicht betriebsmäßig ausgenutzt wird[5].

Dem Anwender ist es nun allerdings nicht möglich, solche Grenzbedingungen genau genug zu erfassen. Darum folgende Hinweise und Erklärungen:

Die Schutzschaltungen sind mit Überlegung einzusetzen. Dabei muß man wissen, daß die Überstrombegrenzung auf den Ausgangsstrom anspricht, gleichgültig, wie hoch beispielsweise U_D ist, während Ausgangsstrom und U_D zusammen die Leistungsbegrenzungsschaltung aktivieren. In beiden Fällen wird der Ausgangsstrom verringert. Das geschieht auch, wenn sich auf-

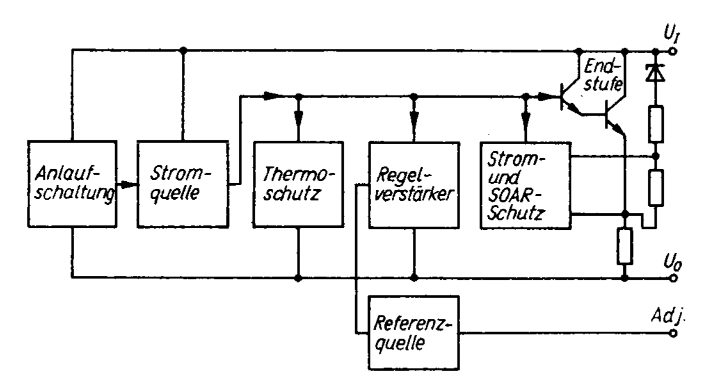


Bild 3.3 Die Schutzschaltungen in der Übersicht

grund solcher Überlastung (oder auch bei hoher externer Wärmezufuhr) in der Nähe der Chip-Grenztemperatur die Temperaturschutzschaltung einschaltet. Da all das jedoch auf das Schließen der Ausgangsstufe hinausläuft, das schon aus funktionellen Gründen nie vollständig sein kann, kommen die genannten Einschränkungen beim Zusammentreffen bestimmter Daten zustande. Bild 3.3 zeigt zur Verdeutlichung diesen Funktionsbereich innerhalb einer entsprechend modifizierten Übersichtsdarstellung [5].
Je näher man mit den Kühlmaßnahmen an den Grenzfall gelangt, daß die Gehäuse-(Kühlfahnen-)Temperatur den Wert der Umgebungstemperatur erreicht (was nie ganz geschieht), um so später wird zwar z. B. die Temperaturschutzschaltung ansprechen, dennoch läßt sich dadurch kein höherer Strom entnehmen als der, oberhalb dessen die Strombegrenzung einsetzt. Umgekehrt wird aber bei ungenügender Kühlung die im Schaltkreis in Wärme umgesetzte Leistung schon bei wesentlich niedriger liegenden Ausgangsströmen zum Ansprechen der Temperaturschutzschaltung führen. Ähnliches gilt dabei bezüglich der Relation zwischen U_D und dem erreichbaren I_O (sicherer Arbeitsbereich). Auch dies muß bei der praktischen Gestaltung berücksichtigt werden.

In diesem Zusammenhang sei auf eine weitere Problematik hingewiesen: Falls eine Fremdspannung an den Schaltkreisausgang gelangt (etwa von einem Akkumulator oder von einem anderen Stromversorgungsteil), die größer als die Ausgangsspannung ist, darf dadurch zwischen Ausgang und Einstellanschluß keine Spannung entstehen, die 5 V übersteigt. Außerdem darf diese Fremdspannung nicht größer sein als die Eingangsspannung.

Man sieht, es gibt doch eine ganze Reihe von Einschränkungen, die man angesichts der vielen guten Eigenschaften dieser Schaltkreise zu akzeptieren hat, die aber auch bei der Auslegung der Schaltung zum Nachdenken auffordern, wie es bei der Entwicklung nun einmal erforderlich bleibt.

Der wesentliche Fortschritt gegenüber früheren Lösungen mit Einzelbauelementen liegt jedenfalls darin, daß alle diese Schutzmaßnahmen in einem weiten Nutzungsbereich irreversible Ausfälle verhindern, wo andere, nicht eng auf einem Chip gekoppelte Funktionseinheiten längst zerstört worden wären.

Praxistest

An einem 1985 produzierten *B 3170 V* wurden einige Grenzbelastungstests durchgeführt, um die Wirkung der Schutzschaltungen näher kennenzulernen. Das Bauelement wurde dabei zum Teil auch längeren Belastungen ausgesetzt, die oberhalb der garantierten Grenzwerte lagen. Es hat diese Versuche ohne Datenbeeinträchtigung überstanden, wenn auch nichts darüber ausgesagt werden kann, wie dadurch seine Lebensdauer verringert worden ist.

Als Spannungsquelle stand ein Transformator *M 65* mit 24 V Sekundärspannung zur Verfügung. Gleichgerichtet wurde mit einem 3-A-Brückengleichrichter. 2200 µF stellten den Ladekondensator dar. Der Transformator nahm bei den Tests eine Übertemperatur von etwa 80 K an. Unter diesen Bedingungen wurde ein sekundärer Kupferwiderstand von 4 Ω festgestellt (primär: 93 Ω). Damit wurde die verfügbare Leistung begrenzt. Die Tendenzen in den Schaltkreisreaktionen ließen sich jedoch gut erkennen.

Der Schaltkreis wurde für $U_O = U_{ref}$ beschaltet, d. h., Anschluß 1 lag an Masse, und von Ausgang nach Masse stellten 120 Ω den nötigen Pfad für I_{Omin} sicher. Allerdings wurde hauptsächlich im Kurzschlußfall gearbeitet. U_D entsprach also U_I und folgte damit bei Belastung dem Abfall dieser Spannung.
Zunächst zur thermischen Reaktion: Von U_{Dleer} = 33 V brach U_D bei Kurzschluß zunächst auf etwa 14 V zusammen. Dabei wurden 3,5 A (!) Kurzschlußstrom gemessen. Das bedeutet fast 50 W Augenblicksleistung. Bei Betrieb ohne Kühlkörper sank I_O jedoch in weniger als 1 s auf 60 mA ab, und U_D „erholte" sich auf 31,7 V. Damit wurden im Schaltkreis 1,9 W Dauerleistung in Wärme umgesetzt. Die Wirksamkeit der thermischen Schutzschaltung zeigte sich anschließend bei einer unkonventionellen Zusatzaufheizung mit dem Lötkolben. Diese ließ I_O auf 6 mA sinken, d. h., es blieb noch eine Verlustleistung von etwa 180 mW für den Schaltkreis.
Auf einem 20 cm² großen Stück kupferkaschierten Basismaterials ergaben sich statt 60 mA 250 mA, und 1,1 A bei 24 V war zunächst der stationäre Wert auf einem etwa 130 cm² großen Kühlkörper aus 3 übereinandergesetzten und aufgefächerten 2-mm-Aluminiumblechen. Das ergibt eine Dauerleistung von mehr als 26 W. Es wurden etwa 70 °C Oberflächentemperatur in Schaltkreisnähe gemessen. ϑ_j dürfte bei 170 °C gelegen haben.
Durch die begrenzte Ergiebigkeit der Quelle (ein durchaus realistischer Fall) ergab sich bei Variation der Transformator-Eingangsspannung folgende Erscheinung (Schaltkreis dabei auf dem beschriebenen Kühlkörper): Wurde bei kurzgeschlossenem Ausgang die Eingangsspannung langsam erhöht, stieg der Strom von bereits 1 A bei 2 V auf 3,25 A bei 7,6 V als „stabilen Grenzfall". Im Bereich um 8 V kippte der Strom auf 1,3 A, wobei U_D auf 18,6 V anstieg. Weiteres Erhöhen von U_D lieferte schließlich 0,9 A bei 27 V wiederum als unter diesen Kühlbedingungen stabilen Zustand.
Rückwärts war der Stromanstieg zunächst kontinuierlich bis 1,45 A bei 16,5 V. Dann kippte die Schaltung wieder und hatte bei 6,5 V und 3,25 A einen neuen stabilen Zustand. Dem war allerdings der Transformator nicht allzu lange gewachsen. In der

Praxis hätte in dieser Zeit wohl bereits eine Schmelzsicherung angesprochen.
Aus Anwendersicht kann man sich für den Fall einer „Havarie" offenbar auf die Schutzschaltungen weitgehend verlassen, muß aber auf jeden Fall Maßnahmen gegen Dauerüberlast vorsehen (Schmelzsicherungen), wie sie für Leistungsschaltungen selbstverständlich sein sollten. Bei sehr hohen Zuverlässigkeitsansprüchen empfiehlt sich nach einer solchen (schweren) Havarie der Austausch des Reglerschaltkreises, auch wenn er anschließend noch einwandfrei funktioniert.

3.2.2. Kenndaten

Unter Beachtung der im vorangegangenen Abschnitt angestellten Betrachtungen sind viele Einzelheiten dieses und des folgenden Abschnitts „relativ" zu sehen. Es erscheint daher sinnvoll, an die Definition der im folgenden benutzten beiden Kenndatenbegriffe zu erinnern:
Grenzwerte sind unter allen Umständen einzuhalten. Bei ihrer Überschreitung kann das Bauelement zerstört oder mindestens beschädigt werden. Betriebsbedingungen dagegen nennen innerhalb der Grenzwerte liegende Bereiche, in denen normaler Betrieb des Bauelements gewährleistet ist. Innerhalb dieser Betriebsbedingungen gelten die elektrischen Kennwerte (Kenngrößen) des Bauelements. Der zugehörige Standard weist Größt- bzw. Kleinst- und typische Werte aus. In Diagrammform werden schließlich vom Hersteller sogenannte typische Abhängigkeiten veröffentlicht, die an repräsentativen Chargen der Jahresproduktion ermittelt wurden und die dem Anwender Anhaltswerte für das Verhalten der Hauptmenge der im betreffenden Jahr produzierten Exemplare geben. Sofern keine gravierenden technologischen oder Struktureingriffe vorgenommen werden, kann man in der zeitlichen Entwicklung eher Verbesserungen als Einschränkungen erwarten. Die verlagstechnisch bedingte Zeitspanne bis zur Veröffentlichung solcher Werte bedeutet daher keinen entscheidenden Nachteil.
Im übrigen kann zwar der Amateur weitgehend mit solchen ein-

mal veröffentlichten Mittelwerten arbeiten, während der Schaltungsentwickler in der Industrie jedoch auf alle Fälle sowohl die aktuelle Standardausgabe wie auch deren oft unbequem weit vom typischen Wert liegenden möglichen Kleinst- bzw. Größtwerte zu berücksichtigen hat.

Grenzwerte

Tabelle 3.1. enthält die wenigen für die Positiv- und Negativregler gültigen Grenzwerte. Dennoch wurde die Tabellenform gewählt, da dies eine bessere Übersichtlichkeit gewährleistet.

Tabelle 3.1. Grenzwerte der integrierten Spannungsregler

Kenngröße	Typ	Kurzzeichen	Kleinstwert	Größtwert
Spannungsdifferenz Eingang/Ausgang in V	3170	U_D	0	40
	3171			60
	3370	$-U_D$		40
	3371			50
Gesamtverlustleistung in W bei $\vartheta_C = 90$ °C	alle	P_{tot}		15
Innerer Wärmewiderstand in K/W	alle	R_{thjc}		4
Sperrschichttemperatur in °C	alle	ϑ_j		150
Betriebstemperaturbereich in °C	alle	ϑ_a	−25	85

Elektrische Kenngrößen

Wesentlich umfangreicher ist die Ende 1985 aufgestellte Tabelle 3.2. zu den gültigen Kenngrößen. Man beachte die zugehörigen Einstellungen, unter denen diese Werte ermittelt wurden, die Streugrenzen der bei diesen Messungen vom Hersteller festgestellten Werte und den vom Standard (TGL 39 704) garan-

tierten Grenzwert. Die Spalte „typisch" repräsentiert die Hauptmenge und ist durchaus nicht immer genau der Mittelwert aus den Streugrenzen. Tabelle 3.2. enthält alle für einen Spannungsregler interessanten Größen. Zu ihnen gehören neben Ausgangsspannung U_O, Kurzschlußstrom I_{OS}, Einstellstrom I_{adj} und Abschalttemperatur ϑ_{CZ} die nicht minder interessanten Daten zur Ausregelung von Eingangsspannungsänderungen, zur Lastabhängigkeit, zur Drift der Ausgangsspannung bei Dauerlast, zur Unterdrückung der Brummspannung und der eigene Beitrag an Störungen auf der Ausgangsspannung (Ausgangsrausch-

Tabelle 3.2. Elektrische Kenngrößen der Positiv- und Negativregler (KW = Kleinstwert, GW = Größtwert) für ϑ_a = 25 °C und R_{thKa} (Kühlkörper) von 4 K/W

Kenngröße	Typ	Kurzzeichen	KW	Typwert	GW	Einstellwerte
Ausregelung der Eingangsspannung in mV	3170	U_{OU}	−25	4,1	25	U_{I1} = 41,3 V U_{I2} = 4,25 V $-I_O$ = 10 mA
	3370	U_{OU}	−25	1,57	25	$-U_{I1}$ = 41,3 V $-U_{I2}$ = 4,25 V I_O = 10 mA
	3171	U_{OU}	−35	4,1	35	U_{I1} = 61,3 V U_{I2} = 4,25 V $-I_O$ = 10 mA
	3371	U_{OU}	−30	1,71	30	$-U_{I1}$ = 51,3 V $-U_{I2}$ = 4,25 V I_O = 10 mA
Lastausregelung in mV	3170 3171	U_{OI}	−30	1,5	30	U_I = 4,25 V $-I_{O1}$ = 10 mA $-I_{O2}$ = 1,5 A
	3370 3371	U_{OI}	−30	2,09	30	$-U_I$ = 4,25 V I_{O1} = 10 mA I_{O2} = 1,5 A

Kenngröße	Typ	Kurzzeichen	KW	Typwert	GW	Einstellwerte
Einstellstrom in µA	3170 3171	$-I_{adj}$	–	48	100	$U_I = 10$ V $-I_O = 10$ mA
	3370 3371	I_{adj}	–	74,4	100	$-U_I = 10$ V $I_O = 10$ mA
Ausgangsspannung in V	3170	U_O	1,2	1,248	1,3	$-I_O = 10$ mA $U_I = 41{,}3$ V
	3171	U_O	1,2	1,252	1,3	$-I_O = 10$ mA $U_I = 61{,}3$ V
	3170 3171	U_O	1,2	1,243	1,3	$-I_O = 1{,}5$ A
	3370	$-U_O$	1,2	1,260	1,3	$I_O = 10$ mA $-U_I = 41{,}3$ V
	3371	$-U_O$	1,2	1,266	1,3	$I_O = 10$ mA $-U_I = 51{,}3$ V
	3370 3371	$-U_O$	1,2	1,258	1,3	$I_O = 1{,}5$ A $-U_I = 4{,}25$ V
Ausgangskurzschlußstrom in A	3170 3171	$-I_{OS}$	1,6 1,6	1,93 1,81	3,0 3,0	$U_I = 5$ V $U_O = 0$ V
	3370 3371	I_{OS}	1,6 1,6	1,95 1,89	3,0 3,0	$-U_I = 5$ V $U_O = 0$ V
Unterdrückung der Brummspannung in dB	3170 3171	SVR	60	75,8		$U_I = 10$ V $U_{Breff} = 3$ V $f = 100$ Hz $-I_O = 10$ mA
	3370 3371	SVR	50	79,1		$-U_I = 10$ V $U_{Breff} = 3$ V $f = 100$ Hz $I_O = 10$ mA

spannung U_{On}). Auf weitere im Zusammenhang mit der komplexen Innenschaltung und ihrer begrenzten Reaktionsgeschwindigkeit stehende dynamische Eigenheiten wird im Rahmen des folgenden Abschnitts noch eingegangen.

3.2.3. Typische Abhängigkeiten

Vorbemerkung: Während bisher die Polarität von Strömen und Spannungen den allgemeinen Darstellungen untergeordnet war, ist bei den nun folgenden Bildern die übliche Betrachtungsweise angewandt worden, wonach alle Ströme in den Schaltkreis hineinfließen. Ein in Wirklichkeit herausfließender Strom wird darum mit einem Minuszeichen versehen (Positivregler–Ausgangsstrom; Plus dagegen gilt entsprechend dieser Regelung beim Ausgangsstrom des Negativreglers).
Diagramme geben zu bestimmten Eigenschaften elektronischer Bauelemente oft schnellere und übersichtlichere Auskunft als Text allein. Je komplexer ein Bauelement, um so stärker wird es durch die Vielfalt der Zusammenhänge relativiert. Mehr als 3 Abhängigkeiten lassen sich in einem Diagramm schlecht darstellen. Für die Meßreihe festgehaltene andere Kenngrößen liefern darum jeweils oft nur eine „Spektrallinie" des Gesamtverhaltens, die erst über weitere Diagramme auf die entsprechende Ebene ausgedehnt werden kann.
Das relativ umfangreiche Material, das der Hersteller zu den typischen Abhängigkeiten herausgegeben hat, bezieht sich auf die darum bereits jetzt wiedergegebene Gesamtbeschaltung nach Bild 3.4., allerdings in den meisten Fällen in der „Verkürzung" mit $R2 = 0$, so daß die interne Referenzspannung U_{ref} als Ausgangsspannung U_O erscheint. Die Wiedergabe der Gesamtbeschaltung erleichtert in allen anderen Fällen das Verständnis der Zusammenhänge, z. B. bezüglich des Einflusses von Kapazitäten.
Das Material wurde im folgenden nach den einzelnen abhängigen Variablen geordnet und aus Anwendersicht kommentiert.

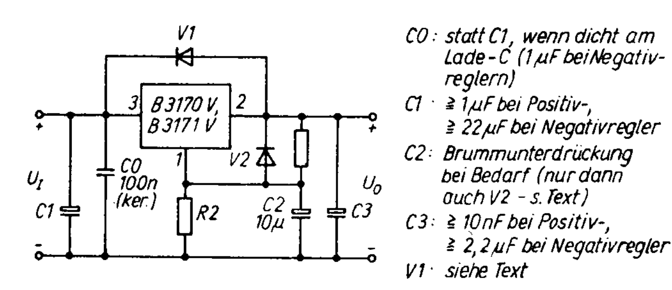


Bild 3.4 Gesamtbeschaltung für alle Einsatzfälle (Beispiel gilt bezüglich Polung und Numerierung für Positivregler)

Ausgangsspannung

Ein idealer Spannungsstabilisator stellt innerhalb seiner physikalischen Grenzen eine absolut stabile Ausgangsspannung bereit. Die in den folgenden Bildern ausgewiesenen realen Abhängigkeiten von Temperatur und Lastsprüngen kennzeichnen den Abstand vom Idealbild. Aufgrund der dem Ideal – grafisch gesehen – schon recht nahekommenden Unabhängigkeit von der Lasthöhe selbst und von der Eingangsspannung gibt es dazu keine Diagramme. Nur 1,5 mV als typischer Wert der Ausgangsspannungsänderung für eine Laständerung zwischen 10 mA und 1,5 A und etwa 4 mV für einen Eingangsspannungshub zwischen 4,25 V und U_{Imax} beim *B 3170 V* rechtfertigen das (siehe Tabelle 3.2.). Allerdings gilt dieses ausgezeichnete Verhalten bei Lastsprüngen erst ab etwa 20 ms nach einer solchen Änderung. Diese Einschränkung macht deutlich, welcher Schaltungsaufwand intern hinter diesem Ausregelvorgang steckt. Dynamische Reaktionen, gewissermaßen „Einschwingen“ in den neuen Zustand, sind unvermeidlich. Man kann die Verhältnisse innerhalb des Übergangsbereichs jedoch bestimmten Verhaltensforderungen bezüglich der zu speisenden Schaltung anpassen. Den größten Einfluß auf die Überschwingamplitude und ihre Zeitdauer haben dabei die Größe und die Bauart eines dicht am Ausgang gegen das gemeinsame Bezugspotential der Schaltung („Masse“) gelegten Kondensators. Inwiefern und

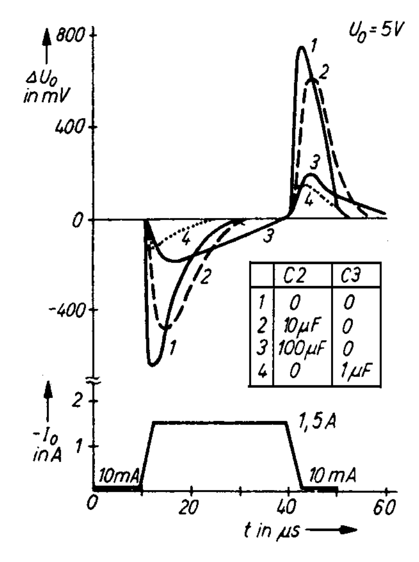


Bild 3.5
Ausgangsspannungsantwort auf einen Lastsprung von etwa 1,5 A, Parameter $C2$

in welcher Größe eingangsseitig ebenfalls ein Kondensator erforderlich ist (um Selbsterregungserscheinungen des Schaltkreises zu unterdrücken), das hängt von der Entfernung (der Leitungslänge) zum Ladekondensator ab. Man geht sicher, wenn dicht am Eingang ein Elektrolytkondensator von 10...22 μF gegen das gemeinsame Bezugspotential angeordnet wird.
Die in Bild 3.5 skizzierte Antwort der Ausgangsspannung auf einen Lastsprung von rund 1,5 A hat eine um so kleinere Amplitude, je größer der Wert des dem Ausgang zugeordneten Kondensators ist. Jedoch verzögert das in vergleichbarem Maße auch das Abklingen dieser Reaktion. Da nun aber vielfach Kondensatoren dieser Größenordnung für definierte Quellbedingungen (kleiner dynamischer Innenwiderstand in Richtung Stromversorgung gesehen) dem Stromversorgungseingang der zu speisenden Baugruppe(n) zugeordnet werden, dürfte eine solche kapazitive „Vorlast" – allerdings hinter einer gewissen Leitungsinduktivität – meist gegeben sein.

Ganz ohne Ausgangskondensator erreicht man nach Messungen des Herstellers eine ebenfalls deutlich kleinere Amplitude bei kürzerer Abklingzeit schon mit 1 μF am Einstellanschluß gegen Masse. Das setzt allerdings voraus, daß $U_O > U_{ref}$ gilt, denn sonst liegt der Einstellanschluß selbst schon an Masse. Die erwähnten Messungen des Herstellers bezogen sich auf 5 V Ausgangsspannung.
Während dieser flüchtige Abklingvorgang beim Einsatz von Elektrolytkondensatoren im Grunde als aperiodisch anzusehen ist, kann die Benutzung von Folienwickelkondensatoren (z. B. 1 μF MKT) mit größerer induktiver Komponente zu einer gedämpften Schwingung im HF-Bereich führen. Wickelkondensatoren mit stirnseitiger Verbindung der einzelnen Lagen dürften allerdings nicht zu diesen ungünstigen Typen zählen.
Der „Durchgriff" der Welligkeit am Ladekondensator ist ebenfalls sehr klein. Diese in dB ausgedrückte Brummspannungsunterdrückung SVR *(supply voltage rejection)* wird in Bild 3.6 in Abhängigkeit von der Ausgangsspannung U_O angegeben. Dabei wurde U_I um $U_D = 5$ V über dem jeweiligen U_O-Wert gehalten.

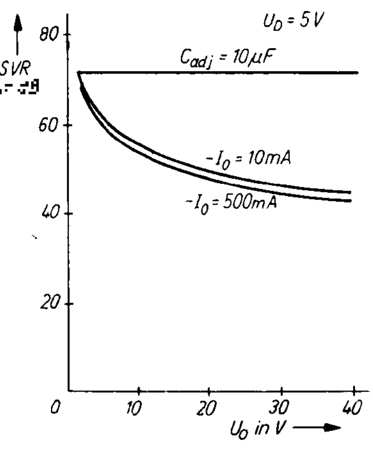


Bild 3.6
Brummspannungsunterdrückung SVR als Funktion der Ausgangsspannung

Während der Ausgangsstrom das Verhalten nur wenig beeinflußt, erkennt man die Wirkung der für eine bestimmte Ausgangsspannung nötigen Widerstandsbeschaltung: über dem Widerstand $R2$ zwischen Einstellanschluß und Masse wirkt sich die Eingangswelligkeit mit wachsendem Wert von $R2$ zunehmend aus. (Alle der Referenzspannung überlagerten Störungen werden ja mit dem Verhältnis $R2/R1$ auf U_O übertragen!) Dieser Einfluß verschwindet praktisch völlig, wenn $R2$ mit 10 µF überbrückt wird. Bild 3.6 demonstriert die Wirkung dieser Schaltungsergänzung durch die horizontale Linie für $C3 = 10$ µF.
Ab einer „Brumm"spannungsfrequenz von etwa 10 kHz verringert sich der Wert der SVR deutlich (Bild 3.7). Bei 200 kHz ist je nach Laststrom eine Verschlechterung auf 50 % und darunter zu verzeichnen. 40 dB bei 100 kHz sind dennoch als für viele Einsatzverhältnisse durchaus akzeptabler Wert anzusehen. Da Bild 3.7 an einer Schaltung ohne $R2$ ermittelt worden ist ($U_O = U_{ref}$), entfällt die Abhängigkeit von $C3$. Man wird diesen Kondensator bei $U_O > U_{ref}$ bezüglich des Wertes und der Bauart also ebenfalls noch zu optimieren haben, wenn mit solchen höheren Frequenzen gearbeitet wird, etwa am Ausgang von

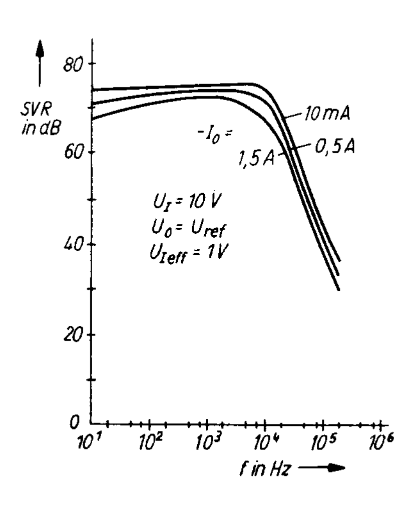


Bild 3.7
SVR als Funktion der Arbeitsfrequenz

Schaltreglern zur Nachstabilisierung auf kleinere konstante Spannungen.

Neben den „extern" durch Lastsprünge und durch die Welligkeit der Eingangsspannung bedingten Abweichungen der Ausgangsspannung vom idealen Gleichspannungswert erzeugt der Schaltkreis selbst noch ein Rauschspannungsspektrum. Es drückt sich in einer Ausgangsrauschspannung U_{On} aus, die im von der Messung erfaßten Bereich zwischen 10 Hz und 10 kHz maximal allerdings (wachsend mit U_O) 1 mV kaum übersteigt und auf die gleiche Weise wie in Bild 3.5 weitgehend zu beseitigen ist (Bild 3.8).

Alle Angaben zum statischen und zum dynamischen Verhalten beziehen sich selbstverständlich auf den normalen Betriebsfall. Das heißt für die behandelten Regler, es darf eine bestimmte Mindestspannungsdifferenz zwischen Eingang und Ausgang nicht unterschritten werden (und es muß, wie im folgenden noch gezeigt wird, dabei ein bestimmter Mindeststrom fließen können). Die Kenngrößentabelle macht zu U_{Dmin} keine Aussage. Das liegt an deren starker Abhängigkeit sowohl vom Ausgangs-

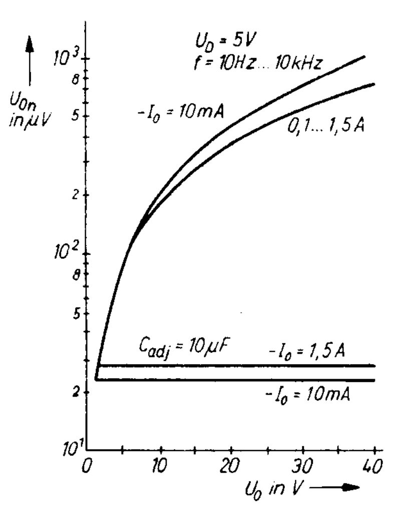


Bild 3.8
Ausgangsrauschspannung U_{On} als Funktion der Ausgangsspannung

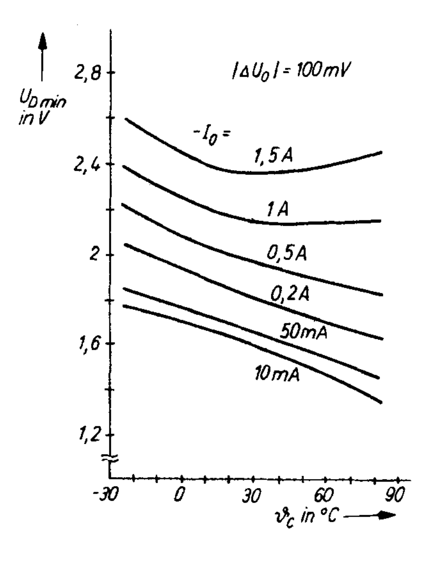


Bild 3.9
Mindestspannung U_{Dmin} über dem Schaltkreis als Funktion der Gehäusetemperatur, Parameter Ausgangsstrom

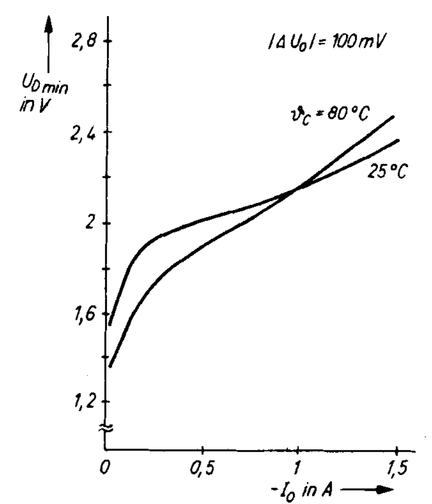


Bild 3.10
U_{Dmin} als Funktion des Ausgangsstroms

strom wie von der Gehäusetemperatur. Bild 3.9 enthält beide Abhängigkeiten in der Form $U_{Dmin} = f(\vartheta_C)$ mit I_O als Parameter. In Bild 3.10 wurde dieses Diagramm noch auf $U_{Dmin} = f(I_O)$ mit ϑ_C als Parameter umgestellt. Man bedenke dabei, daß die Grenzbedingung für U_{Dmin} in Bild 3.9 mit einer Spannungsänderung um 100 mV bereits relativ großzügig definiert worden ist! Weiterhin sei nochmals auf den Einfluß einer der Eingangsspannung überlagerten Welligkeit auf den erforderlichen Mindestwert der Eingangsspannung hingewiesen: $U_I - U_W$ muß größer als U_{Dmin} bleiben, wenn U_W den negativen Spitzenwert der Brummspannung am Ladekondensator darstellt.
Wesentlich komplexer, wenn auch in der Auswirkung ebenfalls auf relativ niedrigem Niveau, stellt sich die Abhängigkeit der Ausgangsspannung von der Temperatur dar. Sieht man von der Temperaturabhängigkeit der für die Einstellung des gewünschten Ausgangsspannungswertes nötigen beiden Widerstände ab, so ist die von der Temperatur doch nicht ganz unabhängige Referenzspannung der bestimmende Einflußfaktor.
Die Struktur der Referenzquelle selbst führt zu einem von ihrem Grundwert abhängig unterschiedlichen Verlauf von U_{ref} (für $R2 = 0$ also gleich U_O) über der Temperatur. Das Verhältnis $N = U_O(\vartheta_C)/U_O(25\,°C)$ für 10 mA Ausgangsstrom ist in Bild 3.11 über der Gehäusetemperatur ϑ_C dargestellt. Praktisch heißt das, man muß exemplarabhängig sowohl mit positivem wie mit negativem Temperaturkoeffizienten rechnen. Für einen mittleren Wert von U_O zeigt Bild 3.12 die in Spannung ausgedrückte Abhängigkeit von ϑ_C. Man erkennt, daß die Temperatur tatsächlich noch den relativ größten (und generell nicht kompensierbaren) Einfluß auf die Ausgangsspannung hat. Nach Bild 3.12 bedeuten je nach Last und Kühlung durchaus mögliche Temperaturhübe zwischen z. B. 20 und 80 °C 6 mV Spannungsänderung für U_{ref}. 12,00 V bei 20 °C werden in diesem Beispiel (mit der vorausgesetzten „individuellen" Temperaturabhängigkeit dieser Referenzspannung) also zu etwa 11,94 V bei 0,2 A. Auf 11,92 V sinkt die Spannung bei einem Ausgangsstrom von 1,5 A.
Dennoch: Wenn man die Schwierigkeiten bedenkt, die es

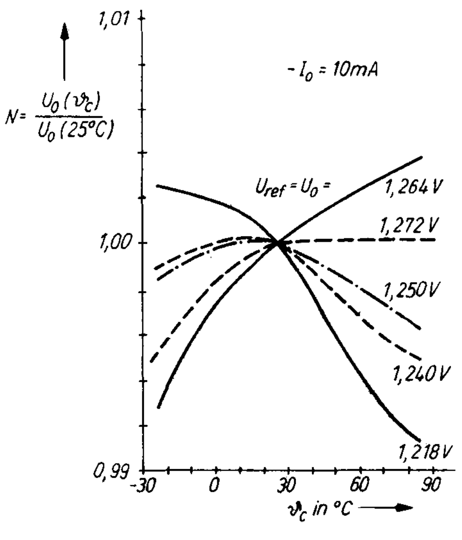


Bild 3.11
Abhängigkeit der Ausgangsspannung U_O für $R2 = 0$, also der Referenzspannung U_{ref}, von der Temperatur

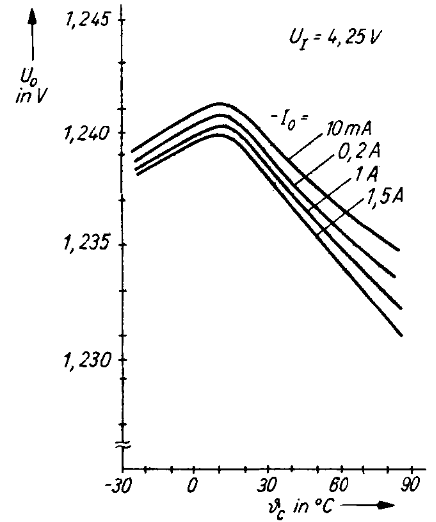


Bild 3.12
Abhängigkeit von U_O von der Gehäusetemperatur für eine mittlere Referenzspannung

bereitet, einen aus Einzelbauelementen aufgebauten Spannungsregler so wenig temperaturabhängig zu machen, so fällt die Wahl zwischen jenem Aufwand und diesem Fertigprodukt leicht. Allerdings – und das wird sich im folgenden zeigen – Ströme in den eben genannten Größenordnungen können nur in einem relativ kleinen Eingangs- und Differenzspannungsbereich genutzt werden. Schuld daran ist die begrenzte Leistungsbelastbarkeit dieser integrierten Regler. Das wird durch die folgenden Diagramme belegt.

Ausgangsstrom und Verlustleistung

3 Diagramme weisen die Abhängigkeit des Ausgangsstroms I_O von der Differenzspannung U_D über dem Schaltkreis aus. Das 1. bezieht sich auf den Mindeststrom I_{Omin}, der prinzipbedingt durch den Regler fließen muß, damit er je nach U_D im gewünschten Sinne arbeiten kann. Ist dieser Strom nicht gewährleistet, steigt die Ausgangsspannung so weit an, d. h., U_D sinkt, bis die Relationen wieder stimmen. Der Mindeststrom hat eine große exemplarabhängige Streubreite. Darum besteht eine sichere Beschaltung für $R1$ im Wert von 120 Ω, was etwa 10 mA bedeutet. Wie Bild 3.13 zeigt, kommt man besonders für kleine Werte der Differenzspannung mit typisch wesentlich kleinerem Strom aus. Besonders dann, wenn nicht mit völligem „Lastabwurf" zu rechnen ist, kann also die Beschaltung mit $R1$ und $R2$ wesentlich höhere Werte erhalten. Die obere Grenze dafür wird vom Strom I_{adj} vorgegeben. Mit 50...100 µA (genauer siehe noch folgende Diagramme) wird sein Einfluß auf die Ausgangsspannung um so größer, je höher $R1$ und damit auch $R2$. Seine Temperaturabhängigkeit bestimmt dann das Gesamtverhalten des Reglers mit.

Daß man Ausgangsstrom und mögliche Differenzspannung stets in einem engen Zusammenhang betrachten muß, belegt Bild 3.14, das sogenannte SOAR-Diagramm. Es dokumentiert den sicheren Arbeitsbereich des Reglers: 1,5 A für I_O ist also ebenso eine Grenze wie die vom Typ abhängige maximale Differenzspannung U_{Dmax} von 40 bzw. 60 V. Dieser Bereich gilt unter der Voraussetzung, daß sich der Regler auf einem Kühlkörper mit

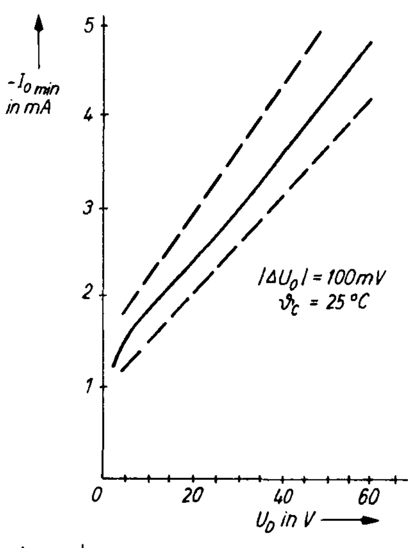


Bild 3.13
Mindestausgangsstrom I_{0min} in Abhängigkeit von der Spannung über dem Schaltkreis

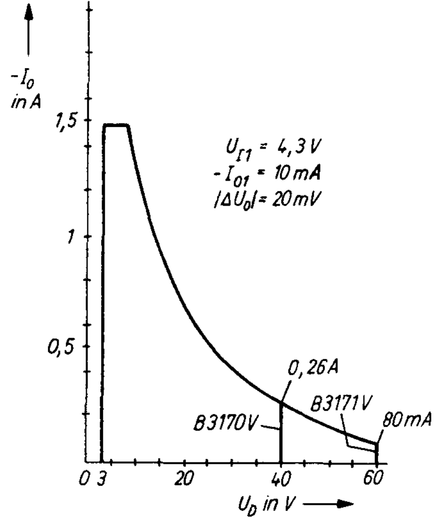


Bild 3.14
Arbeitsbereich für sichere Spannungsreglerfunktion

höchstens 4 K/W befindet. Unterhalb von etwa 3 V liegt der für Regelzwecke nicht mehr nutzbare Bereich. Der nötige Abfall von I_O bereits bei Werten unterhalb von 10 V ist hauptsächlich durch die auftretende Verlustleistung bedingt. 260 mA bei 40 V bzw. (für den *B 3171 V*) 80 mA bei 60 V stellen Grenzwerte dar, die durch die bei höheren Spannungen zusätzlich wirkenden Mechanismen bedingt sind. Leider liegt, wie noch gezeigt wird, im mittleren Bereich von U_D der auftretende Kurzschlußstrom höher, als es vom SOAR-Diagramm zugestanden wird. Der Hersteller verweist darum auf entsprechende Einschränkungen, die bereits angesprochen wurden.

Der Kurzschlußstrom I_{Os} in Abhängigkeit von der Differenzspannung (die ja bei Kurzschluß der Eingangsspannung entspricht) ist in Bild 3.15 dargestellt. Die Streubreiten für die beiden Positivreglertypen sind relativ groß. Die Höchstwerte in [4] liegen außerdem deutlich über den vom Hersteller in [1] mitgeteilten. Die Problematik der Schutzschaltung gegen Kurzschluß wird erkennbar, wenn man gemäß Bild 3.16 I_{Osmax} nach Bild 3.15 und I_O nach Bild 3.14 gemeinsam über U_D aufträgt. Man lese darum nochmals die weiter vorn gegebenen Hinweise bezüglich der Zuverlässigkeit und des im mittleren U_D-Bereich nicht betriebsmäßig ausnutzbaren Kurzschlusses!

Der am wenigsten von solchen Überlegungen berührte Arbeitsbereich der Regler liegt bei Eingangsspannungen bis etwa 8 V, wenn im Interesse hoher Ausgangsströme mit niederohmigen Quellen gespeist wird. Umgekehrt läßt sich die Zuverlässigkeit des Reglers auch nach Auftreten von Kurzschlüssen erhöhen, wenn in der Quelle selbst eine Strombegrenzung auf solche Werte vorgesehen wird, die zu Verlustleistungen unterhalb der vom verwendeten Kühlkörper her erlaubten führen. Das bedeutet allerdings nicht gerade optimale Bedingungen für die erforderliche Mindesteingangsspannung und die ständig in Wärme umgesetzte Verlustleistung im gesamten Stromversorgungsteil. Bisweilen kann daher die in Bild 3.17 angedeutete Lösung helfen. Sie erfordert allerdings eine Eingangsmindestspannung, die rund 7 V über der Ausgangsspannung liegen muß. Damit entsteht entsprechend mehr Verlustleistung. Im Kurz-

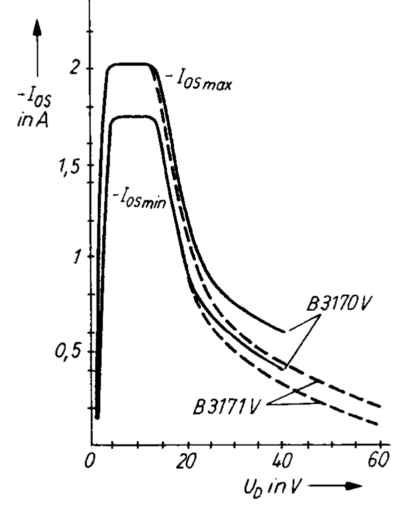


Bild 3.15
Kurzschlußstrom I_{Os} in Abhängigkeit von der Spannung über dem Schaltkreis

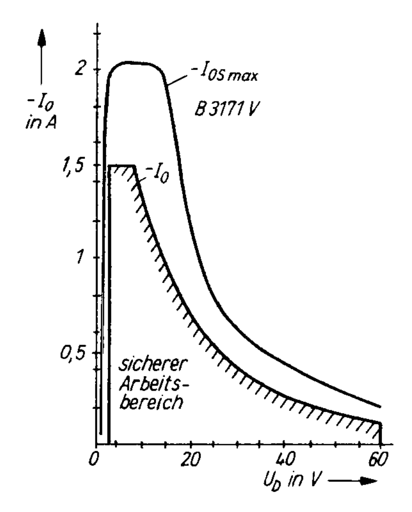


Bild 3.16
Vergleich des Verlaufs von I_O nach Bild 3.14 und des Verlaufs von I_{Osmax} nach Bild 3.15 über der Differenzspannung

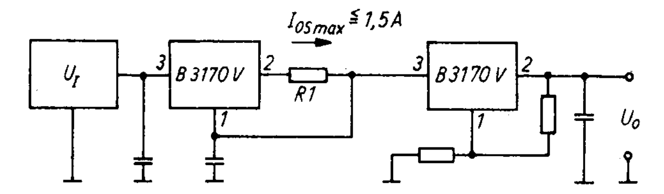


Bild 3.17 In Auswertung von Bild 3.16 vorgeschlagene Schaltung für besonders hohe Zuverlässigkeitsansprüche

schlußfall sorgt der als Stromgenerator geschaltete 1. Regler dafür, daß I_{Os} unter dem für die höchste auftretende Differenzspannung gemäß Bild 3.14 zulässigen Strom bleibt. Auf diesen Wert hin ist also der 1. Regler mit $R1$ einzustellen: $R1 > U_{ref}/I_{Omax}$.
Damit unter gegebenen Leistungsbedingungen und Umgebungstemperaturen nicht bereits Strombegrenzung durch die entsprechende Schutzschaltung einsetzt, muß der Schaltkreis gekühlt werden. Dabei läßt Bild 3.18 erkennen, daß die Kühlfahne allein erst relativ wenig $P_V = U_D \cdot I_O$ erlaubt. Solche Einsatzfälle beschränken sich also auf Baugruppen, in denen der Regler bei

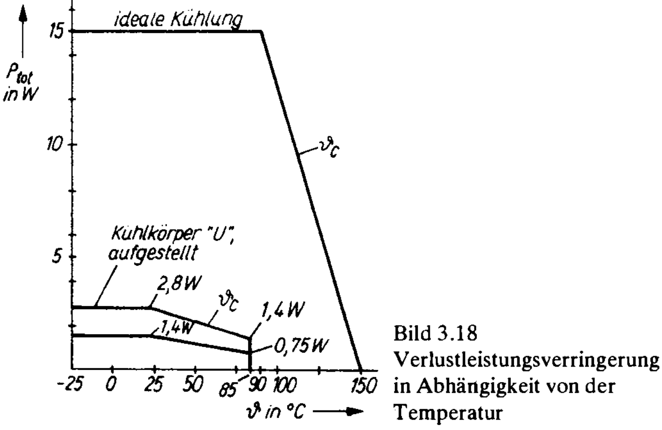


Bild 3.18 Verlustleistungsverringerung in Abhängigkeit von der Temperatur

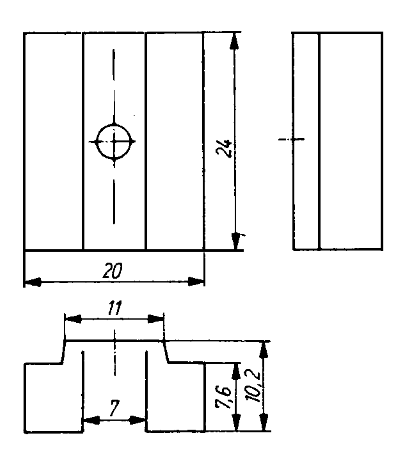


Bild 3.19
Maßskizze des kleinen Kühlkörpers Typ „U“

kleinem Platzbedarf direkt untergebracht werden kann. Schon mit dem vom Hersteller empfohlenen Kühlkörper Typ U (Bild 3.19) in vertikaler Gebrauchslage erzielt man eine Verdoppelung dieser Grenze. Bei einer Länge von 130 mm erreicht das 72 mm breite Kühlkörperprofil 03840 mit 18,5 mm Rippenhöhe (2 × 3 Rippen, 1seitig) einen Wärmewiderstand zur Umgebung (R_{thKa}) von etwa 4 K/W, wenn 10 W Leistungsumsatz als Bezugsgröße angesetzt werden. 60 mm Länge genügen beim 91 mm breiten, 32 mm hohen Profil 03841 unter gleichen Bedingungen.
In Verbindung mit den Werten der im folgenden behandelten Beschaltung der Spannungsregler interessieren schließlich Größe und Verhalten des aus dem Einstellanschluß fließenden Stroms I_{adj}. Während seine Änderung bezüglich U_I bei konstanten Werten von I_O und Temperatur 1 % kaum übersteigt und darum nicht als Diagramm ausgewiesen werden muß, sind in Bild 3.20 und Bild 3.21 die Einflüsse von ϑ_C und I_O dargestellt. Allerdings geht auch die letztgenannte Abhängigkeit erst im I_O-Bereich um 1 A über die Grenze von 1 % hinaus.

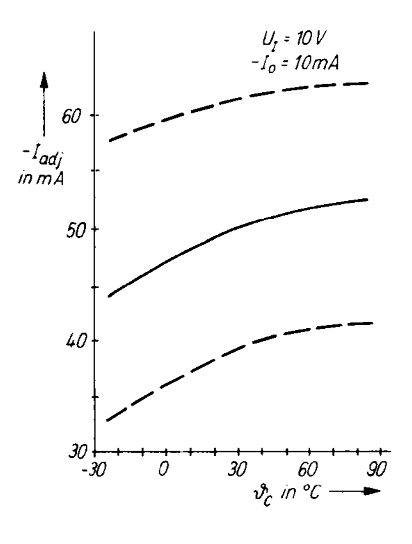


Bild 3.20
Strom aus dem Einstellanschluß I_{adj} als Funktion der Gehäusetemperatur

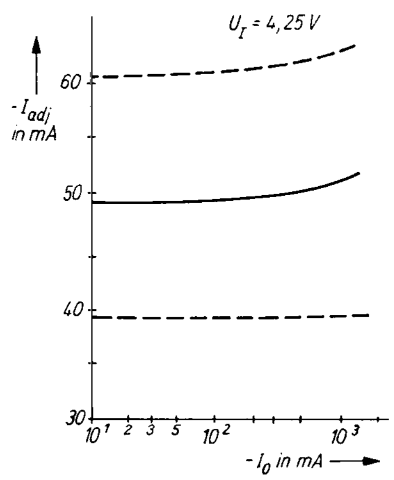


Bild 3.21
I_{adj} als Funktion von I_O

3.2.4. Einstellbedingungen und Beschaltung

Aus den bisherigen Informationen ist deutlich geworden, daß man zwar weder U_{ref} noch I_{adj} als Konstante betrachten kann, daß sich die Variationen jedoch gut beherrschen lassen. Es sei also erlaubt, die Einstellgleichung unter diesem Blickwinkel zu wiederholen: $U_O = U_{ref} \cdot (1 + R2/R1) + /I_{adj}/ \cdot R2$.
Um daraus den für eine bestimmte Ausgangsspannung erforderlichen Widerstandswert für $R2$ zu ermitteln, muß vorher $R1$ festgelegt werden. Ein Wert von 120 Ω berücksichtigt, wie bereits erwähnt, alle denkbaren Grenzfälle, vom Exemplarwert der Referenzspannung über die maximale Differenzspannung und den dabei nötigen Strom bis zu Temperaturfragen und völligem Ausgangsleerlauf.
Angesichts der relativ kleinen Varianz von I_{adj} beim einzelnen Exemplar und der Erkenntnis, daß I_{Omin} meist wesentlich kleiner als 10 mA sein darf – zumal dann, wenn der U_D-Bereich nicht voll ausgeschöpft wird –, reicht sehr oft ein $R1$ von 220...270 Ω aus. Das aber ist unter den diskutierten Verhältnissen zu sehen und wohl in erster Linie auch für Amateureinsatz mit Einzelstücken zulässig. Dieser Wertebereich entspricht dem, was bisweilen in Applikationen zu ähnlichen Typen in der Literatur zu finden ist.
Sowohl aufgrund der Streuung von U_{ref} wie auch wegen des realen $R1$-Werts und (bei höheren $R1$-Werten zunehmend von Bedeutung) der tatsächlichen Größe von I_{adj} wird man einen Teil von $R2$ häufig als Stellwiderstand auslegen. Da Stellwiderstände meist eine Toleranz von ±20 % aufweisen, gilt es dann noch, den restlichen Festwiderstand aus der Standardreihe sorgfältig auszuwählen. Bei höheren Konstanzforderungen wird man allerdings um Festwiderstände mit geringem TK nicht herumkommen. Dann ist es bisweilen weniger von Bedeutung, wenn der sich ergebende Spannungswert nicht bis zur letzten Stelle hinter dem Komma dem Nennwert entspricht. Viel wichtiger ist dann, daß er sich – über längere Zeit gesehen – möglichst wenig ändert.
Das Diagramm nach Bild 3.22 hilft bei der Dimensionierung

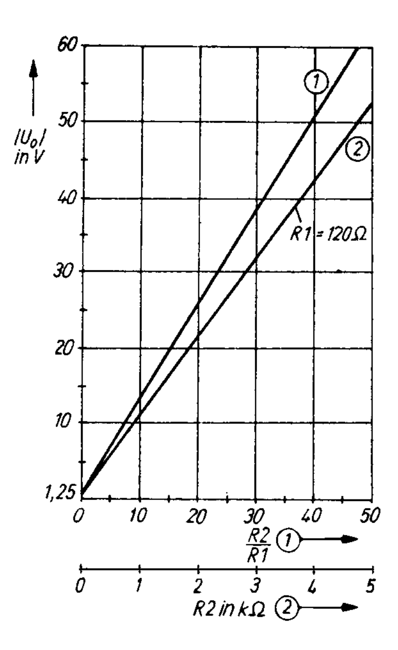


Bild 3.22
Dimensionierungshilfe für $R2$ bzw. U_O

sowohl bei gegebenem $R1 = 120\,\Omega$ (untere Gerade, untere Abszisse) wie bei in den diskutierten Grenzen frei wählbarem $R1$ (obere Gerade, obere Abszisse). Sind dagegen alle Daten des „individuellen" Bauelements bekannt, so kann man $R2$ in Abhängigkeit von $R1$ und U_O nach der auf $R2$ umgestellten Gleichung selbstverständlich auch berechnen.

Hochwertige Stromversorgung und Leiterplatte bedingen sich gegenseitig, was die Reproduzierbarkeit betrifft. Fehler in der Auslegung der dünnen Folienleiterführung gehen jedoch stark in die Qualität der Schaltung ein. Die Widerstände von Folienleitungen liegen im oberen mΩ-Bereich. Ströme in der Größenordnung von Ampere ergeben über ihnen Spannungsdifferenzen, die durchaus wesentlich die eingangs und in Tabelle 3.2. genannten Spannungsänderungen der Ausgangsspannung überschreiten können. Wird nun $R1$ nicht direkt am Schaltkreis-

ausgang angebracht, dann liegt über ihm nicht mehr die weitgehend konstante Referenzspannung, sondern eine vom Laststrom abhängige kleinere Spannung $U_{ref} - U_{Cu}$ (Bild 3.23). Da jedoch diese Spannung für den Strom durch $R2$ verantwortlich ist, ergibt sich mit wachsendem Laststrom eine kleinere Spannung über $R2$, d. h., die Ausgangsspannung sinkt. Wie z. B. in [6] nachgewiesen wird, kommen selbst bei kleinen Leitungswiderständen schnell undiskutabel hohe (und vermeidbare) Fehler zustande. Beispiel: 24 mΩ Leitungswiderstand und 1 A Strom, also 24 mV, entsprechen 2 % von U_{ref}, d. h. 2 % Rückgang der Ausgangsspannung. Das sind bei 12 V schon 240 mV!
Ähnliche Überlegungen gelten für den Punkt, der für den Anschluß von $R2$ an das Bezugspotential (also meist Masse) gewählt wird: Er muß so nahe wie möglich an den entsprechenden Anschluß des Lastwiderstandes geführt werden. Mindestens ist das also der masseseitige Ausgang der Stromversorgungsbaugruppe, wesentlich günstiger jedoch der Eingang der zu versorgenden Baugruppe. Das bedeutet eine Art getrennter „Meßerde“, die erst am „Bestimmungsort“ mit der stromführenden Masseleitung zusammentrifft. Sie ist auf jeden Fall zu empfehlen, wenn hoher und schwankender Strombedarf mit hohen Forderungen an die Konstanz der Spannung zusammenfällt. Es ergibt sich dann der für den Anfänger verblüffende Effekt, daß die Ausgangsspannung des Reglers schwankt, die am Verbraucher dagegen relativ konstant ist – eben weil der Leitungsspannungsabfall kompensiert wird. Allerdings betrifft das bei Floating-Reglern (leider) nicht den Abfall über der Potentialleitung selbst, denn dort gelten die Überlegungen bezüglich $R1$.
Neben dem Betrieb als Spannungsregler, wie er in Bild 3.4 als

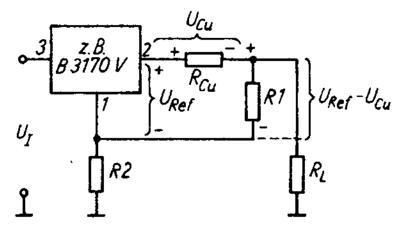


Bild 3.23
Fälschung der Referenzspannung durch stromabhängige Spannung über Leitungswiderstand

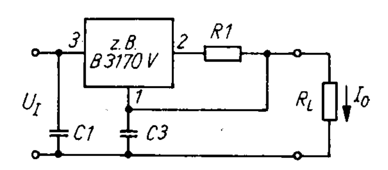


Bild 3.24
Stromgeneratorbeschaltung

Ausgangsbasis aller bisherigen Erläuterungen benutzt worden ist, kann der *B 3×7× V* auch als Stromgenerator eingesetzt werden. Wie bei allen Stromgeneratoren, so muß auch in diesem Fall die Mindestbetriebsspannung über dem Schaltkreis zuzüglich U_{ref} (über dem hier den Strom bestimmenden Widerstand *R*1) gewährleistet sein. Bild 3.24 zeigt die extrem einfache Schaltung, die selbstverständlich wieder kapazitiv beschaltet ist. Die Notwendigkeit der Schutzdioden richtet sich auch diesmal nach der Höhe der Spannung, der Größe von *C*3 und zusätzlich nach dem Wert von *R*1. Mit ihm kann I_O zwischen 10 mA (I_O-Bedingung!) und 1,5 A programmiert werden, wenn man ihn zwischen etwa 125 und 0,8 Ω verändert. Genauer gilt $I_O = U_{ref}/R1 + I_{adj}$. Bei 1,5 A wird *R*1 mit knapp 2 W belastet: $P_R = I_O \cdot U_{ref}$.

Die Widerstände *R*1 und *R*2 sind, wie sich bereits gezeigt hat, für den Betriebsfall Spannungsregler eine notwendige, für die sichere Gesamtfunktion unter allen denkbaren Fällen jedoch noch keine hinreichende Beschaltung. Bei der Vorstellung der Reaktionen der Ausgangsspannung war bereits die Bedeutung der kapazitiven Beschaltung erläutert worden. Zur Erinnerung: Sofern vom Ladekondensator zum Regler ein längerer Leiterzug erforderlich ist, d. h., wenn der Regler nicht direkt neben dem Kondensator angeordnet werden kann, sind 10...22 µF dicht am Reglereingang gegen Bezugspotential anzubringen. Anderenfalls genügt laut Herstellerangaben bei den Positivreglern ein Keramik-Scheibenkondensator von 100 nF (bei den Negativreglern ein 1-µF-Elektrolytkondensator). Ohne diese Maßnahme sind für den Schaltkreis gefährliche Schwingerscheinungen in Verbindung mit der Zuleitungsinduktivität zu befürchten. Die induktive Komponente ist auch – wie schon angedeutet – der Grund dafür, daß gewickelte Folienkonden-

satoren Elektrolytkondensatoren vorzuziehen sind. Ausgangsseitig empfiehlt sich ein Kondensator gleicher Größe. Die drastische Verringerung von Brumm- und Rauschspannungen durch einen 3. Kondensator am Einstellanschluß geht aus den entsprechenden Diagrammen hervor.

Besonders zu beachten sind bei der kapazitiven Beschaltung Gefahren, die sich aus der in *C*1 und *C*3 gespeicherten Energie ergeben. Diese Energie entlädt sich in den Schaltkreis hinein, wenn er ein- oder ausgangsseitig kurzgeschlossen wird. Ein eingangsseitiger Kurzschluß führt zur Spannungsumkehr zwischen Ausgang und Eingang. Es hat sich gezeigt, daß Kondensatoren ab etwa 22 µF bei Spannungen ab etwa 20 V dabei so viel Energie in den Schaltkreis abgeben, daß dadurch ein bleibender Schaden entsteht. Diese Grenzen sind u. a. auch durch den nur bis eben etwa 22 µF und die genannte Spannung ausreichend begrenzend wirkenden Serienwiderstand solcher kleinen Elektrolytkondensatoren gegeben. Nun kann aber nicht ausgeschlossen werden, daß die versorgte Baugruppe ebenfalls einen Elektrolytkondensator dieser oder der nächsten Größenordnung trägt. Also sind Schutzmaßnahmen erforderlich. Während *C*2 bei einem Eingangskurzschluß zerstörend wirken kann, trifft das für *C*3 auch auf Kurzschluß am Ausgang zu. Solche Strompfade im Schaltkreis sind leider nicht zu vermeiden, und sie halten keine allzu großen Ströme aus. In Verbindung mit den Herstelleraussagen bezüglich der noch vertretbaren Grenzbedingungen muß also die Aussage in [6] relativ gesehen werden: Man kann auf externe Schutzmaßnahmen nicht generell verzichten.

Tests bezüglich der Flußspannungen dieser Pfade bestätigten, daß die außen parallelzuschaltenden Dioden in ihrer Flußspannung unter denen der internen Stromwege bleiben, sie also im Fehlerfall weitgehend entlasten. Das trifft auch auf den Pfad zwischen Einstellanschluß und Eingang zu, obgleich hier die Serienschaltung von 2 Dioden wirkt, wenn eingangsseitig kurzgeschlossen wird. Selbstverständlich müssen die verwendeten Dioden sowohl den auftretenden Stromspitzen gewachsen sein als auch schnell genug reagieren (sinnvoll: *SY 345*).

3.3. Negativregler *B 3370 V* und *B 3371 V*

3.3.1. Besonderheiten

Äußerlich gleich und prinzipiell für die gleichen Zwecke und damit Einsatzschaltungen vorgesehen – nur mit anderer Polarität – stellen sich die Negativregler der Reihe *B 3×7× V* auf den ersten Blick dar.
Wie bereits der Vergleich in Bild 3.1 zeigt, gibt es Unterschiede. Sie sind hauptsächlich wohl durch die umgedrehte Wirkrichtung der npn-Serientransistoren bedingt, die in beiden Fällen als Stellglieder arbeiten. Die innere Struktur führt damit auch zur Umkehrung der Außenanschlüsse für Eingang und Ausgang: Eingangsanschluß ist bei den Negativreglern 2, Ausgang 3. Von der beschrifteten Seite her gesehen, liegt also zwar der Einstellanschluß wieder ganz links, doch der Ausgang ganz rechts. Der nun als Eingang wirkende Mittelanschluß hat leitende Verbindung zur Kühlfahne.

3.3.2. Kenndaten

Nur der *B 3370 V* hat (bis auf die Polarität der Differenzspannung) gleiche Grenzwerte wie der *B 3170 V*. Während der *B 3171 V* jedoch 60 V maximaler Differenzspannung verträgt, sind es beim *B 3371 V* nur −50 V. Weit weniger Unterschiede gibt es bei den typischen Werten der in Tabelle 3.2. zusammengestellten elektrischen Kenngrößen (innerhalb der ebenfalls genannten TGL-Grenzen).

3.3.3. Typische Abhängigkeiten

Die Meßergebnisse einer repräsentativen Charge von Negativreglern sind in den Diagrammen der Bilder 3.25...3.37 zusammengestellt. Es erscheint sinnvoll, sie trotz der bisweilen nur kleinen Unterschiede zu den Kurven der Positivregler getrennt wiederzugeben, da dies die Arbeit mit ihnen erleichtert.
Eine wichtige Bemerkung muß jedoch vorausgeschickt werden,

auch wenn es sich dabei um eine Wiederholung handelt: Bei allen Arbeiten mit Negativreglern sind nicht nur die umgekehrten Polaritäten sowohl der Eingangsspannung wie der Kondensatoren und Dioden zu beachten, sondern auch die vertauschten Anschlüsse Eingang und Ausgang. Nur 1 bleibt Einstellanschluß, dagegen ist 2 Eingang und 3 Ausgang.

Ausgangsspannung

Gegenstück zu Bild 3.5 ist Bild 3.25. Es bezieht sich auf die gleichen Kapazitätswerte für den Ausgangskondensator und auf den gleichen Lastsprung von 1,5 A. Entsprechend der entgegengesetzten Polarität verlaufen die Impulsantworten gewissermaßen spiegelbildlich zu Bild 3.5.

Geringfügig schlechter liegen die Werte für die Brummspannungsunterdrückung als Funktion der Ausgangsspannung (Bild 3.26 im Vergleich zu Bild 3.6). Noch deutlicher werden die Unterschiede in Abhängigkeit von der Frequenz (vergleiche Bild 3.27 und 3.7). Während die Positivregler zwar im besten

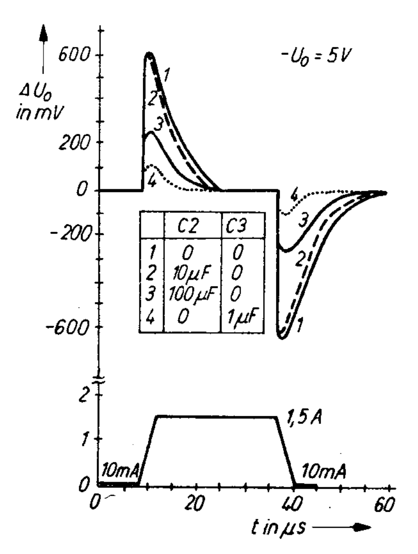


Bild 3.25
Antwort der Ausgangsspannung auf einen Lastsprung, Parameter *C*2 (Negativregler)

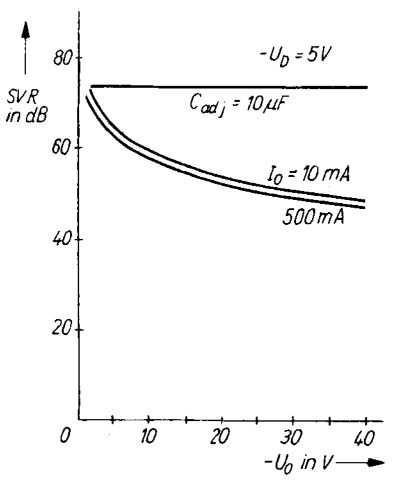


Bild 3.26
Brummspannungsunterdrückung SVR als Funktion der Ausgangsspannung (Negativregler)

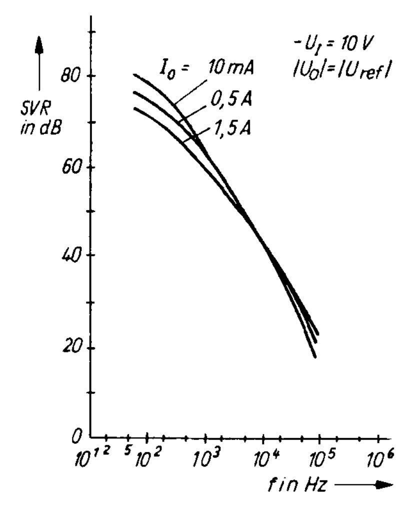


Bild 3.27
SVR als Funktion der Arbeitsfrequenz (Negativregler)

Falle bei etwa 75 dB beginnen, die Negativregler dagegen für 10 mA Ausgangsstrom bei 80 dB, halten erstgenannte über einen relativ großen Frequenzbereich ihren Anfangswert oberhalb von 70 dB. Sie fallen erst zwischen 10 und 100 kHz steil ab (von 70 auf 40 dB). Die Negativregler dagegen unterschreiten die 40-dB-Grenze bereits bei 10 kHz und bieten bei 100 kHz nur noch 20 dB. Das ist also z. B. bei Einsatz hinter Schaltreglern mit mehreren Ausgangsspannungen unterschiedlicher Polarität zu berücksichtigen. Es erfordert daher bisweilen noch zusätzliche Siebmaßnahmen, was wiederum das Verhalten bei Schaltimpulsen weniger übersichtlich werden läßt.
Bis zu einem Faktor von etwa 0,6 besser als die Positivregler und außerdem kaum vom Ausgangsstrom abhängig schneiden die Negativregler bei der Rauschspannung am Ausgang in Abhängigkeit von der Ausgangsspannung ab (Bild 3.28 und Bild 3.8). Mit 10 µF am Einstellanschluß dagegen sind kaum noch Unterschiede festzustellen. Günstigere Werte ergeben sich hinsichtlich der minimalen Differenzspannung über der Temperatur [Parameter I_O; Bild 3.29 und Bild 3.9, als Bild 3.30 nochmals auf $U_{Dmin} = f(I_O)$ umgezeichnet, äquivalent zu Bild 3.10]. Ist bei

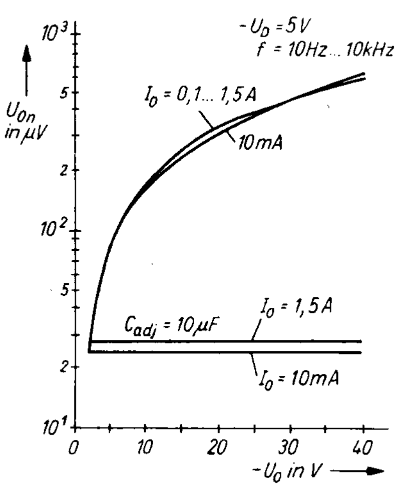


Bild 3.28
Ausgangsrauschspannung U_{On} als Funktion der Ausgangsspannung (Negativregler)

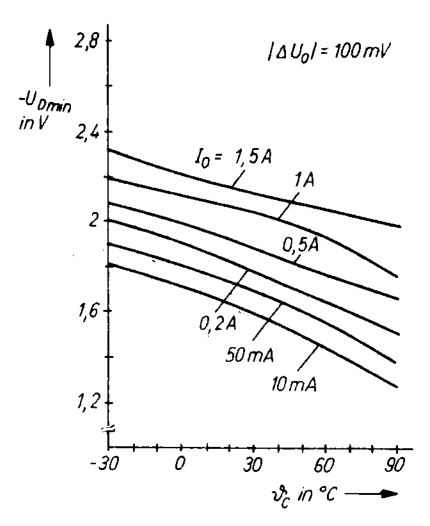


Bild 3.29
Mindestspannung U_{Dmin} über dem Schaltkreis als Funktion der Gehäusetemperatur, Parameter Ausgangsstrom (Negativregler)

den Positivreglern für 1,5 A mit bis zu 2,6 V zu rechnen (bei −25 °C), begnügen sich die Negativregler mit maximal 2,3 V. Außerdem wird die erforderliche Differenzspannung U_D mit wachsender Temperatur immer kleiner: bei 90 °C und 1,5 A weniger als 2 V. Bei den Positivreglern dagegen hat sie im oberen Streubereich nur ein flaches Minimum von etwas unter 2,4 V bei 30 °C. Man kann also z. B. bei Einsatzfällen mit knappen Überspannungswerten durchaus überlegen, ob – wenn die Lage des Reglers bezüglich des Massepunktes der Schaltung keine Rolle spielt – ein Negativregler in der Minusleitung einem Positivregler in der Plusleitung vorzuziehen ist. Das muß allerdings im Zusammenhang mit den anderen auf diesen Seiten dokumentierten Eigenschaften der Negativregler beurteilt werden und ist wohl auch chargenabhängig. Im übrigen sei nochmals darauf verwiesen, daß die Grenzbedingung mit 100 mV Spannungsabweichung vielfach schon nicht mehr zu akzeptieren sein wird und daß bei all dem stets die Welligkeit am Ladekondensator berücksichtigt werden muß. Ihr tiefster, in diesem Falle „positivster" Augenblickswert beeinflußt die Spannungs-

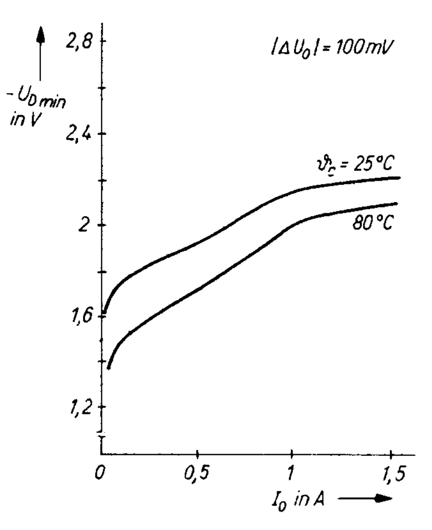


Bild 3.30
U_{Dmin} als Funktion des Ausgangsstroms (Negativregler)

differenz. Oszillografische Messungen bei tiefster zulässiger Netzspannung sind daher ebenso wichtig wie die Berücksichtigung des mit der Temperatur steigenden Innenwiderstands des Transformators, wenn es um „das letzte halbe Volt" geht.
Insgesamt stärker unterhalb des Werts bei 25 °C verlaufend als beim Positivregler zeigen sich die Kurven für die Referenzspannung der Negativregler: Bild 3.31 und Bild 3.11. Im Gegensatz zu den Positivreglern mit ihrem Maximum bei etwa 10 °C fallen die für verschiedene I_O aufgenommenen Kurven für die Ausgangsspannung bei an Masse liegendem Einstellanschluß (also wieder der Referenzspannung entsprechend) über der Temperatur zunächst relativ stark ab (Bild 3.32 und Bild 3.12). Wiederum ist das Wort „relativ" zu betonen, handelt es sich doch nur um insgesamt etwa 10 mV über dem gesamten großen Temperaturbereich, was z. B. für 5 V Ausgangsspannung doch nur etwa 50 mV oder 1 % Abweichung bedeutet.

Ausgangsstrom und Verlustleistung

Deutlich weniger Mindestausgangsstrom brauchen die Negativ-

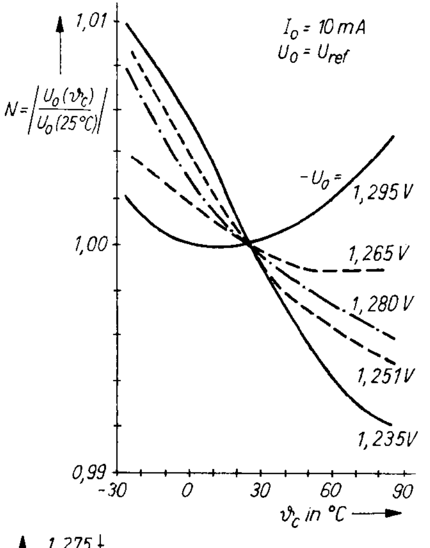


Bild 3.31
Abhängigkeit der Ausgangsspannung U_O für $R2 = 0$, also der Referenzspannung U_{ref}, von der Temperatur (Negativregler)

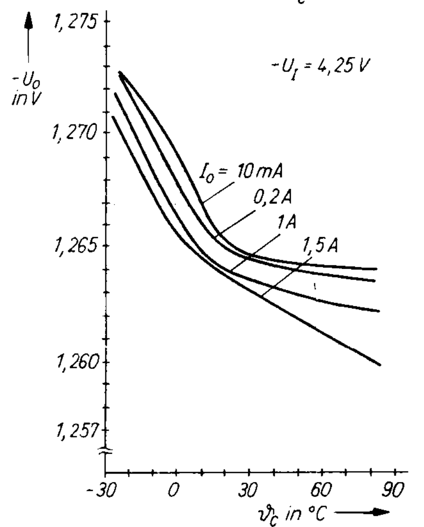


Bild 3.32
Abhängigkeit von U_O von der Gehäusetemperatur für eine mittlere Referenzspannung U_{ref} (Negativregler)

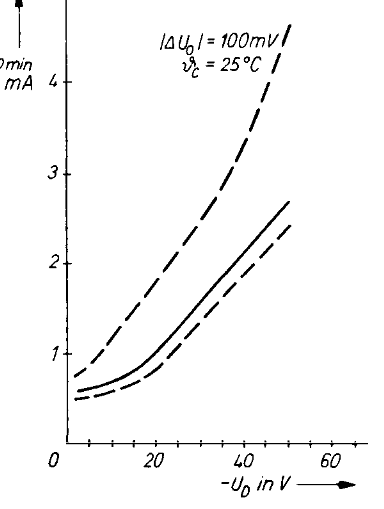


Bild 3.33
Mindestausgangsstrom I_{Omin} in Abhängigkeit von der Spannung über dem Schaltkreis (Negativregler)

regler der gemessenen Charge für sichere Funktion: 2,5 mA erreicht die Kurve für die typischen Werte bei der maximal zulässigen Differenzspannung (Bild 3.33 und Bild 3.13). Etwa 4,5 mA sind es bei den Positivreglern bei vergleichbarer Spannung.

Der sichere Arbeitsbereich der Negativregler nach Bild 3.34 entspricht im wesentlichen dem nach Bild 3.14. Aufgrund der kleineren zulässigen Maximalspannung des *B 3371 V* gegenüber dem *B 3171 V* endet der Bereich bei −50 V. Der dabei zugelassene Ausgangsstrom liegt in der Höhe des Ausgangsstroms der Positivregler bei dieser Spannung. Man beachte im übrigen die Bemerkungen bei Bild 3.14, z. B. für die Kühlkörpervorgabe.

Etwas über den typischen Werten bei den Positivreglern (Bild 3.15) werden gemäß Bild 3.35 die Kurzschlußströme über U_D ausgewiesen. Für alle Typen gilt das bereits in Bild 3.17 wiedergegebene Verlustleistungsdiagramm $P_{tot} = f(\vartheta)$.

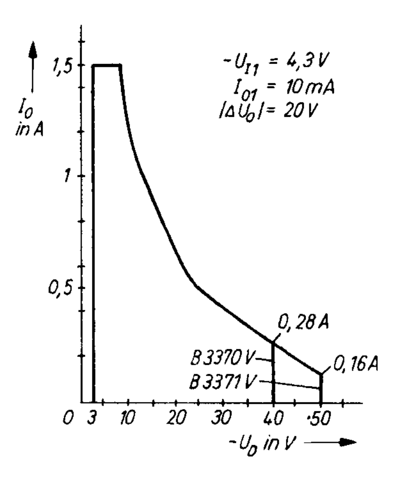


Bild 3.34
Arbeitsbereich für sichere Spannungsreglerfunktion

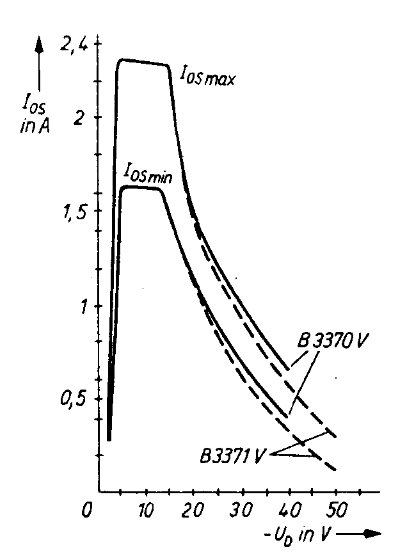


Bild 3.35
Kurzschlußstrom I_{Os} in Abhängigkeit von der Spannung über dem Schaltkreis (Negativregler)

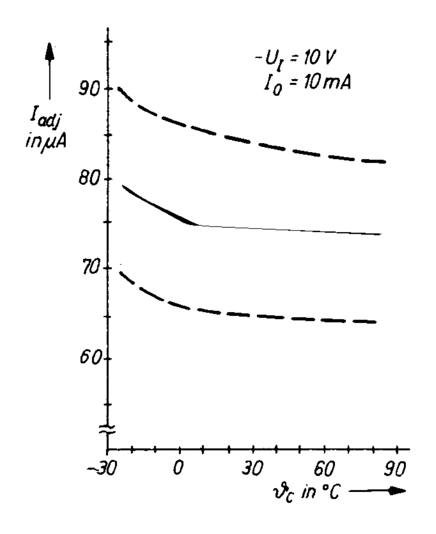


Bild 3.36
Strom aus dem Einstellanschluß I_{adj} als Funktion der Gehäusetemperatur (Negativregler)

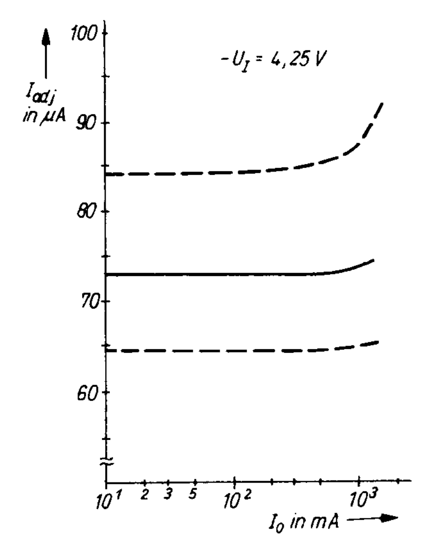


Bild 3.37
I_{adj} als Funktion von I_O (Negativregler)

Schließlich noch die Einstellstromabhängigkeiten: In ihrer geringen Abhängigkeit von U_I miteinander vergleichbar sind die Verläufe $I_{adj} = f(U_I)$ für beide Reglergruppen. Nur hatten die im Informationsblatt des Herstellers behandelten Chargen unterschiedliche mittlere Werte: 50 µA bei den Positivreglern, knapp 75 µA bei den Negativreglern. Auch die beiden folgenden Diagramme, Bild 3.36 für die Abhängigkeit von ϑ_C und Bild 3.37 für die Funktion $-I_{adj} = f(-I_O)$, beziehen sich auf diese höheren Werte.

3.4. Applikationshinweise, Zusammenfassung

Die folgende Zusammenfassung orientiert sich an [1], entspricht also den Herstellerempfehlungen.

- Die IS-Beschaltung besteht mindestens aus $R1$, $R2$ und $C1 \dots C3$ (vergleiche Bild 3.4). $R1$ ist der Widerstand zwischen Ausgang und Einstellanschluß. An ihm liegt die Referenzspannung an. Bei $R1 = 120\ \Omega$ wird die Bedingung für den minimalen Laststrom $|I_{Omin}| \geqslant 10$ mA bei Ausgangsleerlauf sichergestellt. $R2$, der Programmierwiderstand, liegt zwischen Einstellanschluß und Masse. Sein Relativwert zu $R1$ bestimmt die Ausgangsspannung.
- Liegt ständig eine Vorlast am Schaltkreisausgang, können die Werte von $R1$ und $R2$ größer gewählt werden. Dabei wächst der Einfluß von I_{adj} entsprechend den folgenden Gleichungen.
- Ausgangsspannung für Positivregler:
  $U_O = U_{ref}(1 + R2/R1) + |I_{adj}|R2.$
- Ausgangsspannung für Negativregler:
  $-U_O = -U_{ref}(1 + R2/R1) - |I_{adj}|R2.$
- Die Ausgangsspannung darf höchstens den Wert $U_{Imin} - U_{Dmin}$ haben.
- $R1$ muß dicht an den IS-Anschlüssen liegen, sonst wird die Lastausregelung durch die zusätzlichen Leitungswiderstände verschlechtert, über denen der Laststrom eine Spannung abfallen läßt. Sie geht in den wirksamen Wert von U_{ref} ein.

- Der Programmierwiderstand *R*2 muß masseseitig aus ähnlichen Gründen niederohmig am Lastwiderstand liegen.
- Die zum Unterdrücken von Schwingneigungen nötigen Kondensatoren *C*1 und *C*2 müssen ebenfalls dicht an die zugeordneten IS-Anschlüsse gelegt werden. Besonders der Eingang reagiert kritisch auf Zuleitungsinduktivitäten. Für *C*1 genügt beim Positivregler eine 100-nF-Scheibe und beim Negativregler ein 1-µF-Elektrolytkondensator, wenn der Schaltkreis in der Nähe des Ladekondensators liegt.
- *C*2 bestimmt das Übergangsverhalten, also die Regelgeschwindigkeit der Schaltung. Wickelkondensatoren sind wegen der Induktivität ihrer Wicklung zu meiden, es sei denn, es handelt sich um stirnseitig kontaktierte Typen, bei denen alle zusammengehörenden Wickellagen außen verbunden sind. Induktivitäten führen bei Lastwechseln zu gedämpften Schwingungen. Als sicher gegen diese Effekte und ausreichend groß gelten Elektrolytkondensatoren von 1 µF an aufwärts (bei Negativreglern von 22 µF an).
- Netzbrummunterdrückung und Ausgangsrauschspannung in Abhängigkeit von der eingestellten Ausgangsspannung werden durch *C*3 wirksam unterdrückt.
- Bei $U_O > 20$ V sowie *C*2- und *C*3-Werten ab 22 µF aufwärts ist der Schaltkreis bei Ein- und Ausgangskurzschlüssen gefährdet. Die Gefahr besteht in den Kondensatorentladeströmen. Mit je 1 Schutzdiode zwischen Ausgang und Eingang und zwischen Einstellanschluß und Ausgang (siehe Bild 3.4) können diese Ströme abgeleitet werden. Vom Ausgang zum Eingang hin darf sich dabei nicht mehr als 1,5 V Flußspannung ergeben.
- Auch beim Anschalten an $U_I > 30$ V und bei Ausgangskurzschlüssen im Falle $U_D > 30$ V kann der Schaltkreis zerstört werden, wenn er nicht ausreichend mit Kondensatoren zur Unterdrückung von Schwingneigung beschaltet ist.
- In der Nähe der oberen Spannungsgrenze soll die Kurzschlußstrombegrenzung nicht betriebsmäßig ausgenutzt werden, um eine hohe Betriebszuverlässigkeit des Schaltkreises zu sichern.

- Auch im mittleren Spannungsbereich von U_D darf die Kurzschlußstrombegrenzung nur beim Einschalten bzw. im „nicht betriebsmäßigen“ Kurzschlußfall ausgenutzt werden, da in diesem Bereich P_{totmax} überschritten wird.
- Bei Anlegen einer Fremdspannung $U > U_O$ an den Schaltkreisausgang dürfen nicht mehr als 5 V zwischen Ausgangs- und Einstellanschluß auftreten. Außerdem gilt die Forderung $U < U_I$.
- Gegenüber den Meßbedingungen für die meisten typischen Abhängigkeiten (Einstellanschluß an Masse, also $U_O = U_{ref}$) ist zu beachten, daß sich alle der Referenzspannung überlagerten Störungen auf U_O mit dem Faktor $R2/R1$ übertragen (Brummspannung, Ausgangsrauschspannung, Eingangsspannungsausregelung, Lastausregelung).
- Die Temperaturabhängigkeit der Referenzspannung, deren Verlauf von ihrer Größe abhängt, bestimmt die Temperaturabhängigkeit der Ausgangsspannung. Darum beziehen sich die entsprechenden Diagramme nur auf Bauelemente mit einer mittleren Ausgangsspannung von etwa 1,24 V (Positivregler) bzw. – 1,26 V (Negativregler).
- Für den Temperaturkoeffizienten (TK) der Ausgangsspannung gilt

  $TK_{Uo}/TK_{Uref} \approx U_O/U_{ref}$.
- Bei der Schaltungsauslegung darf der TK der Programmierwiderstände nicht vernachlässigt werden.
- Wird der Schaltkreis als Stromquelle benutzt, entfällt eine Masseverbindung, und $R1$ (an dem U_{ref} liegt) bestimmt in Verbindung mit dem Einstellstrom den (in den Grenzen der Temperaturabhängigkeiten) konstanten Ausgangsstrom

  $|I_O| = |U_{ref}|/R1 + |I_{adj}|$, vergleiche Bild 3.38.

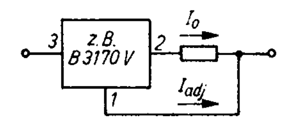


Bild 3.38
Bei Berechnung der Stromgeneratorschaltung darf I_{adj} für kleinere Ströme nicht vernachlässigt werden!

4. Einsatzbeispiele für integrierte Spannungsregler

Die entstehende Verlustleistung, der Lastspielraum und damit die mehr konstruktive Auslegung von Regelnetzteilen (Kühlflächengröße u. ä.) hängen weitgehend vom benutzten Transformator ab. Dieser wiederum wird industriell auf das Gerät hin „maßgeschneidert". Oft sind mehrere Strecken zu stabilisieren, und jede von ihnen hat einen nicht immer kleinen Hub der Ausgangsbelastung abzufangen. Netzspannungsbereich und zulässige Übertemperatur der Bauelemente bestimmen damit weitgehend auch Anordnung und Gerätevolumen. Notwendige Störschutzmaßnahmen und die Berücksichtigung der jeweils anzuwendenden Schutzklasse sind weitere Probleme, die beim Entwickeln eines gerätespezifischen modernen Regelnetzteils auftreten.

Auf der anderen Seite steht sehr oft die Forderung, mit gegebenen Voraussetzungen und begrenzten Mitteln schnell ein brauchbares Regelteil zu bauen – vielfach als letztes und darum von manchem Spezialisten etwas vernachlässigtes Detail der Gesamtaufgabe. Rationalisatoren, die gewissermaßen auf Teilstrecken Elektronik einsetzen, vielleicht in kleinem Rahmen und mit Einzelstücken, befinden sich in solch einer Lage und damit in einer auch beim Amateur meist gegebenen Situation. Eine kleine Anregung kann sich dabei bisweilen als große Hilfe auswirken. Das ist der Sinn dieses Abschnitts. Er soll einige Erfahrungen mitteilen, die in den beschriebenen Fällen gewonnen wurden. Der Einsatz „fertiger" Regler ist gerade auf diesen Gebieten als optimale Lösung zu betrachten, trotz des bei stetigen Reglern und großem Hub der Netzspannung nun einmal geringen Wirkungsgrades der Umsetzung. Gerade darum sollte man also auch die besprochenen Regler nicht als Allheilmittel betrachten und ihre Grenzen erkennen. Innerhalb dieser Grenzen aber sind sie, was das Aufwand-Nutzen-Verhältnis betrifft (besonders auch in Fragen der Zuverlässigkeit bei Kurz-

schlüssen oder Überlastung) kaum noch durch anderes zu ersetzen. Entfernt man sich jedoch aus diesem Bereich und spielen Fragen des Gerätevolumens, der Leistungsaufnahme und der entwickelten Verlustleistung die dominierende Rolle, braucht man eben Schaltregler. Doch gerade bei mehreren Versorgungsstrecken und variabler Last bewähren sich dann durchaus auch wieder Regler der vorgestellten Art.

Diese Bemerkungen seien also als eine Art Abgrenzung vorausgeschickt. Die folgenden Beispiele sollen einfach die Arbeit in jenen Fällen erleichtern, die kurz umrissen worden sind. Wenn dabei auch die Leiterplatte oft schon als sinnvoller Grenzfall für den Einzelaufwand anzusehen ist, so bietet sie doch jene elektrisch-mechanische Sicherheit, die eine „Freiluft"-Verdrahtung nie erreicht. Wer dennoch ohne Ätzprozeß auskommen möchte, ist mit einem Lochrasterplattenaufbau gut beraten.

In jedem Fall muß – kommt es auf geringste Lastabhängigkeit und höchste Brummunterdrückung an – die Leitungsführung sorgfältig überlegt werden. Das kam bereits in den Applikationshinweisen bezüglich der Lage von $R1$ und $R2$ zum Ausdruck und sei auch wegen der häufig übersehenen Einkopplung von Ladeimpulsen auf der Eingangsseite in Bild 4.1 nochmals deutlich gemacht.

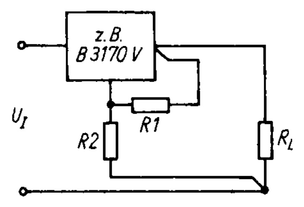


Bild 4.1 Empfehlungen für die Wahl der Verbindungspunkte in der Reglergesamtschaltung

4.1. Klein-Regelnetzteil bis 6 V/150 mA

Klingeltransformatoren sind für die Speisung kleinerer Schaltungen und Geräte sowohl im Experimentierstadium wie auch häufig als Dauerlösung beliebt. Sie sind vollisoliert, erlauben die Versorgung der Schaltung über ein Niederspannungskabel, können primärseitig ständig am Netz bleiben und entheben den Amateur der Sorge um die ihm manchmal auch gar nicht ausreichend bekannten Sicherheitsbestimmungen. Einzige Einschränkung: Diese Typen sind nur für trockene Räume geeignet. Doch Feuchtraumbedingungen sollte man ohnehin als Amateur für den Einsatz selbstgebauter Geräte meiden.
Für den Hauptanwendungszweck haben Klingeltransformatoren aufgrund ihres Aufbaus einen relativ hohen Innenwiderstand, so daß sich Kurzschlüsse nicht zu einem Wohnungsbrand ausweiten können. Für den Nenneinsatzfall des kleineren der beiden überwiegend im Handel erhältlichen Typen (Belastung mit 0,5 A, dabei 6 V Klemmenspannung) ist darum eine wesentlich höhere Leerlaufspannung zu erwarten. Meßergebnisse dazu wurden bereits in [8] mitgeteilt. Für einfache Netzteile ohne Stabilisierung ergab sich dadurch das Hauptproblem einer ungünstig hohen Leerlaufspannung am Ladekondensator. Ohne Vorlast war es ratsam, einen 25-V-Typ zu benutzen, besonders hinsichtlich der prinzipiell zulässigen Netzhöchstspannung von etwa 242 V. Zumindest dieses Detail muß im konkreten Fall stets überprüft werden. Betreibt man Gleichrichter- und Regelteil als eine Einheit und mit einer gewissen Vorlast (wofür häufig schon die 10 mA Eigenbedarf für die Reglerprogrammierung genügen), kann ein 16-V-Typ akzeptiert werden. Es gibt sie heute mit 2200 µF und bisweilen auch schon mit 4700 µF. Das kann gleichzeitig als sinnvolle Obergrenze gelten. Daß mehr Kapazität bei dieser Wechselspannungsquelle unter Belastung keine merkliche Verbesserung in Welligkeit und Gleichspannungswert bringt, liegt eben am Innenwiderstand dieses Transformatortyps (Größenordnung um 10 Ω!).
Ein „Gespann" von 0,5-A-Klingeltransformator und *B 3170 V* (bzw. *B 3370 V*) stellt sich unter all diesen Bedingungen als ein

äußerst sicheres Netzteil dar. Der sonst maximal mögliche Kurzschlußstrom des Reglers beispielsweise kann sich bei stationärem Kurzschluß gar nicht ausbilden, da er bereits vom Klingeltransformator her auf etwa 1 A begrenzt wird.
Man kann also auch beim Gleichrichter von den preisgünstigeren 1-A-Typen Gebrauch machen. Der Umstand, daß ein Kurzschlußstrom von wesentlich mehr als 1 A auch auf der Gleichrichterseite zum Nachdenken zwingt, kommt bisweilen etwas zu kurz!
Da neueren Klingeltransformatoren im allgemeinen eine Mittelanzapfung fehlt, benutzt man eine Gleichrichterbrücke. Einweggleichrichtung hat keinen Sinn, wenn die vom Klingeltransformator übertragene, nicht gerade reichlich bemessene Energie voll verfügbar bleiben soll. Wenn auch beim Brückengleichrichter stets 2 Diodenstrecken in Reihe liegen, ergibt sich insgesamt doch eine recht günstige Ausnutzung. Die seit einiger Zeit im Handelsangebot anzutreffenden Brückengleichrichter *1PM..* (1 A) und *3PM..* (3 A) sind eine gute Wahl. Anderenfalls tun es auch 4 × *SY 360* für 1 A oder 4 × *SY 351* für höhere Ströme. Bei der Auswahl der Spannungsklasse muß man bedenken, daß hier der doppelte Spitzenwert der Wechselspannung zu rechnen ist, denn in der Sperrphase liegt von der einen Seite her dieser Wert vom Transformator (kurzzeitig) an, von der anderen aber im Leerlauf der (fast) auf diesen Wert geladene Ladekondensator. Für 6-V-Klingeltransformatoren kann man jedoch noch mit 05, der kleinsten Spannungsklasse, arbeiten. (Dieser Wert schließt meist die Typenbezeichnung ab, z. B. *3PM05, SY360/05.*) Die aus diesen Überlegungen heraus dimensionierte Schaltung für einen 0,5-A-Klingeltransformator zeigt Bild 4.2.
Eine Leiterplatte, die sowohl den 1-A-Brückengleichrichter wie auch 4 Einzeldioden aufnehmen kann, gibt Bild 4.3 wieder. Die Schutzdioden sind unter den vorliegenden Spannungsverhältnissen bezüglich der von den Kondensatoren her auftretenden Energie nicht zwingend notwendig. Ihre Berücksichtigung auf der Leiterplatte erlaubt es jedoch, diese auch für Einsatzfälle mit höherer Betriebsspannung zu benutzen. Dem

sind selbstverständlich dann die Spannungsklassen von Gleichrichtern und Kondensatoren anzupassen. Die Typen bis 22 µF in „stehender" Ausführung haben ohnehin meist höhere zulässige Spannungen als nötig. Die Spannungsangaben für sie sind daher nur als Untergrenze zu betrachten. Man wähle nach gerade vorhandenem Sortiment, z. B. auch 10/40 o. ä.
Bei geringeren Ansprüchen an die Brummunterdrückung kann der Kondensator am Einstellanschluß eingespart werden. Dann fällt auch die dort liegende Diode weg, unabhängig von der Betriebsspannung. Die Auslegung des Programmierwiderstandes bezieht sich auf 6 V Ausgangsspannung. Die Begrenzung des Stellbereichs verbessert Treffsicherheit der Einstellung und zeitliche Konstanz der Spannung gegenüber dem Fall, daß ein Stellwiderstand allein verwendet wird.
Der Reglerschaltkreis wird in die nur 40 mm × 50 mm große Leiterplatte zunächst einfach eingelötet. Dabei steckt man den Mittelanschluß um 1 Rastereinheit versetzt ein. Das ergibt etwas

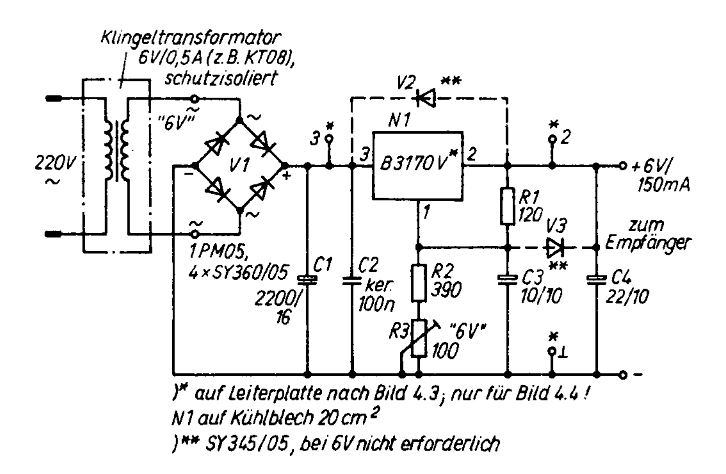
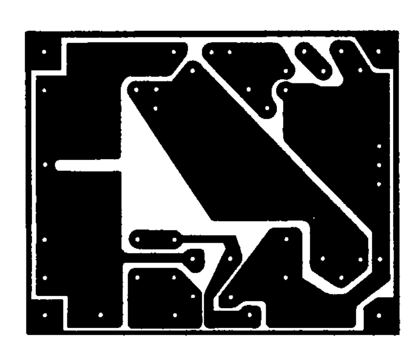
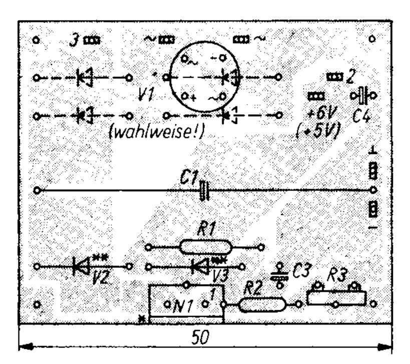


Bild 4.2 Klein- Regelnetzteil 6 V/150 mA mit Klingeltransformator 6 V/0,5 A



a)



C2: 100n-Keramik-Scheibe leiterseitig dicht an 3 gegen ⊥ !
) an Kühlfläche schrauben*
*)** nur bei höheren Spannungen, für 6V nicht nötig*
2, 3, ⊥ für Kopplung mit Bild 4.5 (Überwachung)
b)

Bild 4.3 Leiterplatte zu Bild 4.2, wahlweise für Brückengleichrichter oder 4 Einzeldioden;
a – Leiterbild, b – Bestückungsplan

größere Lötaugen, die man wegen der Anschlußbreite auch braucht. Kühlmaßnahmen richten sich bei diesem kleinen Objekt nach dem Strombedarf der anzuschließenden Schaltung. In Grenzfällen kann nämlich dies eintreten: Der entnommene Strom und die anliegende Differenzspannung lassen eine der Schutzschaltungen ansprechen (hier am wahrscheinlichsten die thermische) und begrenzen dadurch den entnehmbaren Strom. Für die vorliegenden Bedingungen erwies sich bereits ein Stück kupferkaschiertes Material von Leiterplattengröße als ausreichend, wenn diese Kühlfläche senkrecht steht und nicht gerade in ein enges Gehäuse unter Luftabschluß gepackt wird. Eine geringere Betriebstemperatur erreicht man z. B. mit einem Messing- oder Aluminiumblechwinkel von wenigstens 1 mm Dicke und Leiterplattenbreite. Er wird gewissermaßen im Winkel von 90° über die Leiterplatte „gefaltet".
In voller Kondensatorbestückung hat sich dieses Netzteil u. a. gut zum Speisen von kleineren Reiseempfängern bewährt. Getestet wurde es an einem *AUDIO 113 (EAW)*. Dieses Gerät ist für 6 V ausgelegt, die von noch erträglichem Klirrfaktor begleitete höchste sinnvolle Stromaufnahme lag bei 150 mA. Diesen Anforderungen genügt die vorgestellte Kombination aus 0,5-A-Klingeltransformator und *B 3170 V* selbst bei etwa 190 V Netzspannung.

4.2. Klein-Regelnetzteil für 5 V/300 mA mit Spannungswächter

Speziell zum Speisen von TTL-Versuchsschaltungen wurde dieses Modell entwickelt. Im Gleichrichter und im Regelteil unterscheidet es sich zunächst nur durch die Wahl eines 3-A-Brückengleichrichters. Seine Strombelastbarkeit nimmt auf den kleineren Innenwiderstand des benutzten 1-A-Klingeltransformators Rücksicht und bringt die erwünschte hohe Zuverlässigkeit aller Teile bei einem Dauerkurzschluß. Der Transformatortyp hat ebenfalls 6 V Nennspannung und das bereits diskutierte „weiche" Verhalten von Klingeltransformatoren

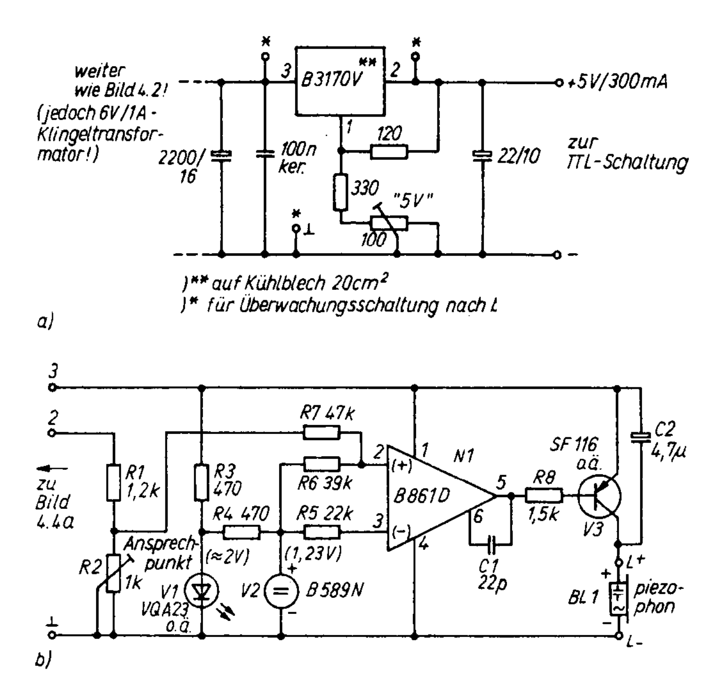
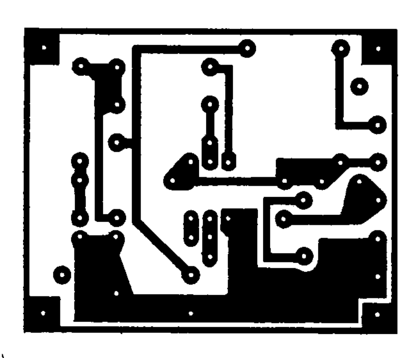


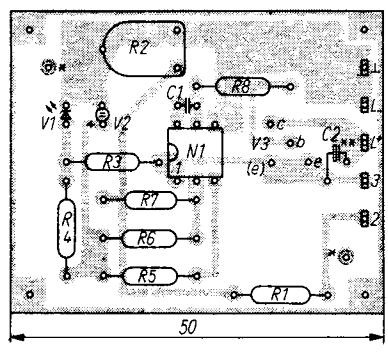
Bild 4.4 Klein- Regelnetzteil 5 V/300 mA mit Klingeltransformator 6 V/1 A. Die Überwachungsschaltung signalisiert Überlastungsbeginn zum Vermeiden von Fehlreaktionen der Schaltung; a – Regelteil, b – Überwachung

unter Last. Es zeigt sich, daß noch mit 190 V Netzspannung 300 mA bei 5 V entnommen werden können. Nun sind 300 mA bei Einsatz moderner Low-Power-Schottky-TTL schon ein recht annehmbarer Wert für viele kleinere Objekte in der Praxis des Amateurs. Doch gerade er muß bisweilen auch auf die wesentlich „stromintensiveren“ normalen TTL-Schaltkreise zurückgreifen. Wenn nun an einer solchen Schaltung gearbeitet wird, überprüft man nicht ständig, ob sie sich noch im Nenn-

bereich der Betriebsspannung befindet. Irgendwann aber kann (mit wachsender Schaltkreiszahl) die 300-mA-Grenze überschritten sein.
Damit nun nicht erst Fehlreaktionen der dann mit Unterspannung betriebenen Schaltung auf diesen Umstand aufmerksam machen, bietet Bild 4.4 eine automatische Überwachung an. Es handelt sich um einen Komparator mit open-collector-Operationsverstärker für niedrige untere Betriebsspannungsgrenze. Im Vorgriff auf Abschnitt 5. bedient er sich eines Bauelements, dessen Funktion der Referenzspannungsquelle im *B 3170 V* entspricht. Damit liegt eine für den Anwendungszweck ausgezeichnete Stabilität der Vergleichsspannung vor. Diese Schaltung spricht bereits an, wenn die Ausgangsspannung des Reglers infolge beginnender Überlastung nur einige Millivolt unter den eingestellten Sollwert gesunken ist. Ansprechen bedeutet, daß der angeschlossene *piezophon*-Signalgeber einen Warnton abstrahlt.
Die Schaltung ist zwar nicht sehr aufwendig, erforderte jedoch einige Maßnahmen hinsichtlich des verwendeten Transformators. Die Überwachung soll ja auch wirken, wenn zufällig (und unbemerkt) ein Kurzschluß auftritt. In diesem Fall bricht aber die Spannung über dem Ladekondensator infolge des Transformator-Innenwiderstandes auf Werte unter 2,5 V zusammen, je nach Höhe der Netzspannung. Selbst für den *B 861 D* liegt das schon etwas unter dem vom Hersteller garantierten Wert für volle Datenhaltigkeit (3 V bzw. +1,5 V und −1,5 V). Komparatorbetrieb erwies sich dabei jedoch als noch gewährleistet, zumal in diesem Falle beträchtliche Spannungsdifferenzen wirken. Es war im Gegenteil nur dafür zu sorgen, daß die Eingangsspannung noch ausreichend weit von Masse entfernt blieb. Daher die Widerstandsbeschaltung des nichtinvertierenden Eingangs.
Während unter „normalen" Betriebsbedingungen der open-collector-Ausgang völlig ausreicht, um den Piezosummer zu betreiben, war es unter den geschilderten Kurzschlußverhältnissen nötig, ihn durch einen pnp-Transistor zu unterstützen.
Auch auf die Versorgung der Referenzquelle *B 589 N* wirkt sich



a)



)* Montagelöcher für BL 1 (bei Bedarf direkt montieren)
)** stehender Typ, liegend montieren!

b)

Bild 4.5 Leiterplatte zu Bild 4.4b;
a – Leiterbild, b – Bestückungsplan

der große mögliche Spannungshub aus. Ihr zulässiger Betriebsstrom liegt zwar zwischen 50 μA und 5 mA, doch erschien es nicht günstig, die bei diesem Hub auftretende wenn auch geringe Spannungsänderung zuzulassen. Die Leuchtdiode (keine

VQA 13, sondern z. B. *VQA 23* oder *VQA 33* wegen der höheren Flußspannung!) fängt den großen Betriebsspannungshub ab. Bei nicht allzu großen Schwankungen der Betriebstemperatur und mit etwas mehr Abstand beim Ansprechpunkt kann darum notfalls z. B. auch eine *VQA 15* benutzt werden, wenn kein *B 589 N* greifbar sein sollte.
Für diese Schaltung gibt Bild 4.5 eine Leiterplatte wieder. Im Regelteil kann man für TTL-Einsatz sicherlich auf den Kondensator am Einstellanschluß verzichten und damit auf jeden Fall auch auf die zugehörige Diode.

4.3. Einstellbares symmetrisches Regelnetzteil

Wiederum ist es hauptsächlich eine Frage des Transformators und der Kühlmaßnahmen, welche Ausgangsdaten man mit der Kombination aus *B 3170 V* und *B 3370 V* erreicht. Symmetrische Regelnetzteile können aus nur einer Transformatorwicklung gespeist werden, wenn diese eine Mittelanzapfung hat. Bild 4.6 zeigt diese Einzelheit, die sich bei Einsatz eines Brückengleichrichters sehr einfach gestaltet. Anderenfalls sind 2 gleiche Wicklungen und 2 Brückengleichrichter erforderlich. Letzten Endes ist das bei gleichen Strömen die Lösung mit den günstigeren thermischen Bedingungen für den einzelnen Gleichrichter. Sie wurde in der Schaltung von Bild 4.7 für ein zwischen etwa 1,25 V und etwa 15 V für beide Polaritäten einstellbares Netz-

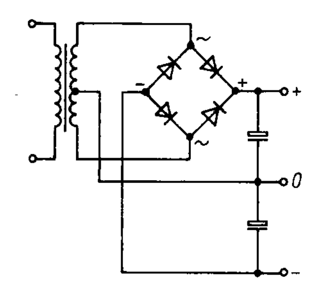


Bild 4.6
Gewinnung einer symmetrischen Spannung über Gleichrichterbrücke mit mittelangezapftem Transformator

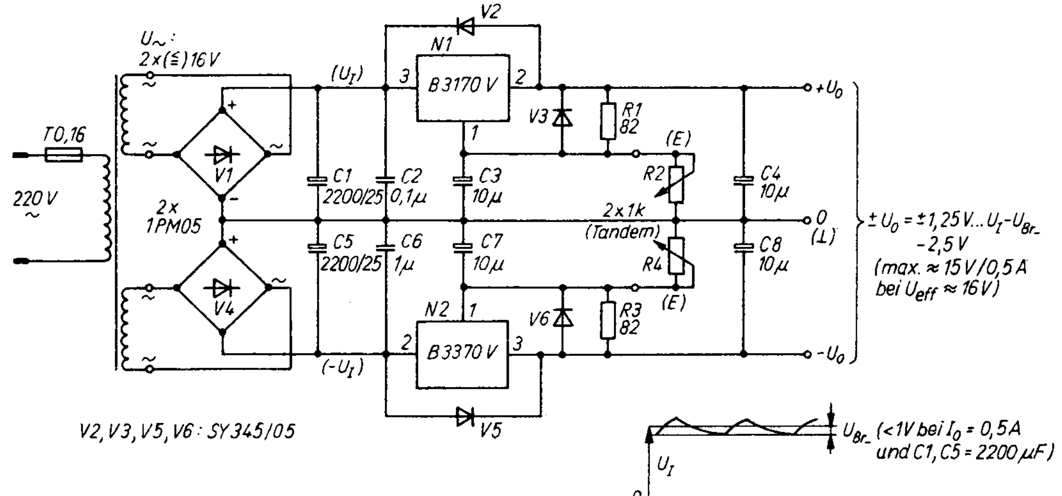
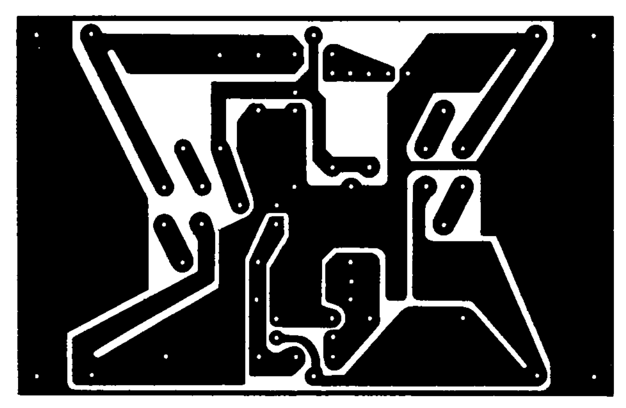
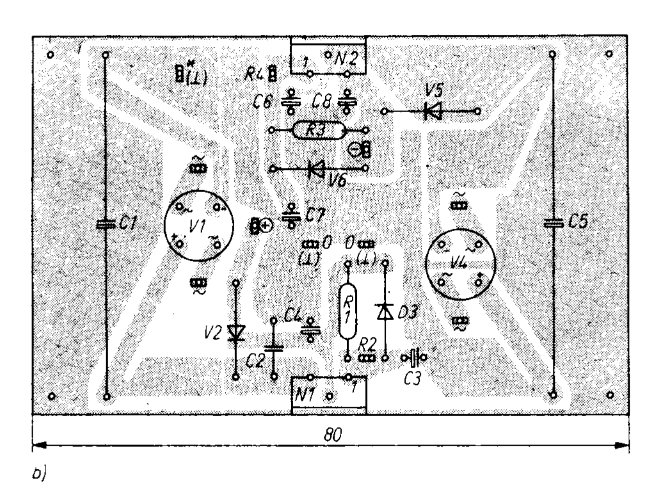


Bild 4.7 Einstellbares symmetrisches Regelnetzteil für 1,25 V bis z. B. 15 V in beiden Polaritäten

teil benutzt. ±15 V können als brauchbare Obergrenze gelten, wenn Schaltungen mit Operationsverstärkern erprobt werden. Eine Spannung von +15 V sollte man außerdem für CMOS-Schaltungen nicht überschreiten. Das Netzteil ist also bereits mit solchen Daten recht vielseitig. Bis 0,5 A konnten dem Muster entnommen werden, was sich in Verbindung mit der Spannungsobergrenze aus dem benutzten Transformator ergab. Es handelt sich dabei um einen gerade im Handel erhältlichen Typ, so daß an den Wicklungen nichts mehr zu ändern war. In diese Situation gerät ja der Amateur häufig.
Die in Bild 4.8 wiedergegebene Leiterplatte ist so gestaltet, daß man sie nicht nur für den eingangs genannten Zweck (und auch nicht an die durch den Transformatortyp gegebene Spannungsobergrenze gebunden) nutzen kann. Das Tandempotentiometer für den Haupteinsatzfall ist über Lötösen oder Steckverbinder von außen anzuschließen. Vorsicht besonders bei Steckverbindern – eine versehentlich aufgetrennte Verbindung bedeutet maximale Ausgangsspannung! Statt dieser externen Einstellmöglichkeit kann man auch auf der Leiterplatte Stellwiderstände unterbringen, oder es werden für eine bestimmte Aufgabe Festwiderstände eingelötet. Dabei können – je nach Einsatzfall – auch unterschiedliche Werte der positiven und der negativen Spannung gewählt werden. Und schließlich kann man beide Teile bei Beachtung der dann zum Teil geänderten Polaritätszuordnung auch mit nur einem Reglertyp bestücken, so daß 2 positive oder 2 negative Festspannungen mit gemeinsamer Masse entstehen.
In allen Fällen sind die Schaltkreise angemessen zu kühlen. Angemessen heißt, daß bei höchstem entnommenem Strom und größter Differenzspannung die im Regler entstehende Wärmeleistung noch so weit abgeführt wird, daß die thermische Schutzschaltung nicht anspricht. Außerdem empfiehlt es sich dringend, die Spannungsversorgung so auszulegen, daß nicht beispielsweise bei Netzüberspannung, höchstem gewünschtem Strom und kleinster Ausgangsspannung die Leistungsbegrenzung anspricht.
Als Anhalt für die zahlreichen in diesem Rahmen nicht erfaß-



a)



b)

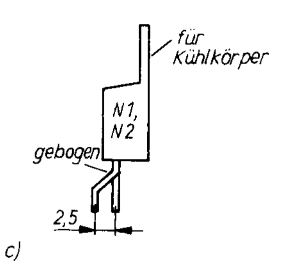


Bild 4.8
Leiterplatte zu Bild 4.7;
a– Leiterbild, b– Bestückungsplan,
c– Einzelheit Schaltkreismontage

baren Kühlmöglichkeiten sei auf das Kühlkörperprofil *03840* verwiesen, das sich mit 72 mm Breite den Leiterplattenmaßen gut anpaßt. Je nach auf ihm entstehender Wärmeleistung hat es bei z. B. wenig mehr als 100 mm Länge einen Wärmewiderstand in der Größenordnung von 4 K/W (Bild 4.9). Zwischen 2 senkrecht aufgestellte Kühlkörper eines solchen Profils paßt sich die Leiterplatte nach Bild 4.8 gut ein. Im übrigen gibt es in der Reihe *electronica* einen speziell auf solche Kühlfragen eingehenden Titel [12].
Man beachte, daß ein dem Positivregler zugeordneter Kühlkörper Ausgangs-, ein zum Negativregler gehörender dagegen Eingangsspannung führt! Es ist jedoch thermisch günstiger, die Kühlkörper isoliert zu montieren, als Isolierscheiben und Isolierbuchsen an den Schaltkreisen zu benutzen.

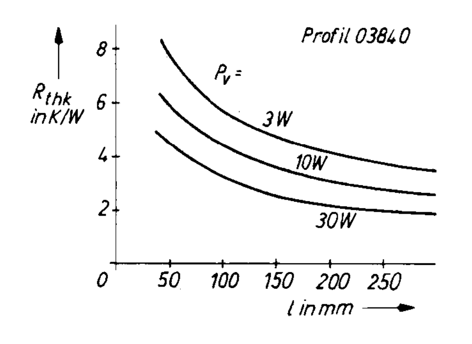


Bild 4.9
Wärmewiderstand des Kühlprofils 03840 je nach Länge und umgesetzter Wärmeleistung

4.4. Prüfnetzteil mit Strombegrenzung

Beim erstmaligen Einschalten von Baugruppen ist es bisweilen nützlich, mit begrenztem Strom und langsam steigender Spannung zu beginnen. Beide Bedingungen erfüllt eine Kombination von im Falle positiver Spannung 2 × *B 3170 V*. Einer arbeitet in üblicher Spannungsstabilisatorschaltung, der andere als Stromgenerator. Im Zusammenhang mit einem kurzschlußstrombegrenzten Festspannungsnetzteil war dieses Prinzip bereits weiter vorn vorgeschlagen worden. Bild 4.10 zeigt das Prinzip für die vorliegende Aufgabe: Über dem Widerstand im Ausgangskreis des 1. Reglers steht dessen Referenzspannung, sobald I_{Omin} fließt. Diese Bedingung ist automatisch durch den Teilerstrom des nachgeschalteten Spannungsreglers gegeben.
Bei dieser Anwendung muß der relativ große Gesamtspannungsbedarf berücksichtigt werden: 2 × U_{Dmin} plus U_{ref} sind mindestens zur gewünschten maximalen Ausgangsspannung zu addieren, wenn man die Eingangsmindestspannung ermitteln will. Für die Stromstufen empfiehlt sich, wie für dieses Prinzip in [6] geschehen, ein Stufenschalter mit Festwiderständen. Je nach Prüfling kann es sinnvoll sein, die Schaltung mit einer allerdings „mitgeführten" Signalschaltung nach Abschnitt 4.2. zu ergänzen. Man schaltet dann z. B. die Stufe ein, die den erwarteten Wert der Stromaufnahme etwas übersteigt. Ertönt dann das Signal bei Anschalten des Prüflings, nimmt er mehr als diesen Strom auf, und man sollte ihn nochmals genau untersuchen.

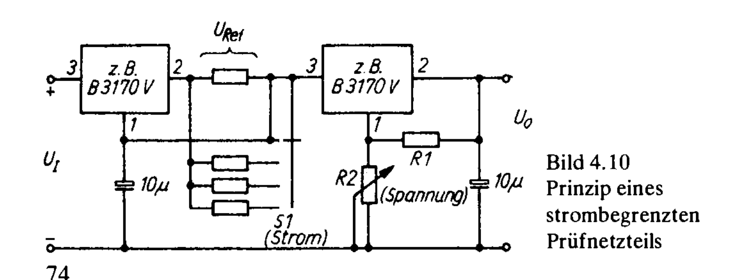


Bild 4.10
Prinzip eines strombegrenzten Prüfnetzteils

4.5. Digital steuerbare Spannungsquelle

Es gibt generell 2 Möglichkeiten, Spannungsquellen mit digitalen Signalen zu beeinflussen: Abschalten bei Eintritt bestimmter Grenzbedingungen (z. B. Fehlerfall) und binär-codierte Spannungswahl. Allerdings liegt der kleinste erreichbare Wert der Ausgangsspannung stets in der Höhe der Referenzspannung (1,23 V), wenn nicht auf eine Gegenspannung bezogen wird.
Die erstgenannte Aufgabe könnte auch im Zusammenhang mit der Überwachungsschaltung aus Abschnitt 4.2. gelöst werden – statt des akustischen Signals oder zusätzlich zu ihm. Es ergibt sich so ein Selbsthaltemechanismus, der durch eine Reset-Taste aufgehoben werden kann. Bild 4.11 skizziert dieses Prinzip.
Durch digitale Signale einstellbare Spannungswerte zwischen U_{ref} und einer durch $R2$ bestimmten U_{Omax} kann man gemäß Bild 4.12 erzielen. Diese einfache Schaltung, die mit H-Pegeln gesteuert werden muß, hat den Nachteil, daß die Kollektor-Emitter-Sättigungsspannung in die Ausgangsspannung eingeht. Deren Wert ergibt sich aus der Parallelschaltung der jeweils nach Masse durchgeschalteten Widerstände zu $R2$ im Verhältnis zu $R1$, bezogen auf U_{ref} (siehe Abschnitt 3.). Günstiger als bipolare Transistoren erscheinen steuerbare Kanalwiderstände geeigneter moderner MOS-Transistoren. Die Kanalwiderstände

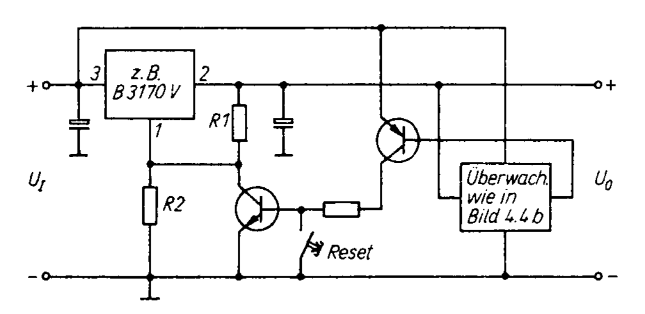


Bild 4.11 Spannungswächter schaltet Regelnetzteil selbsthaltend auf 1,23 V (Prinzip)

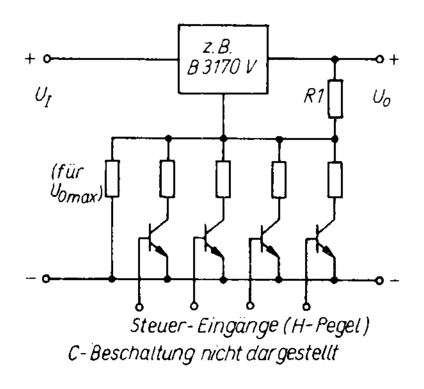


Bild 4.12
Digital einstellbare Spannungsquelle

des CMOS-Schalters *V 4066 D* dagegen liegen im Grundwert besonders für kleine gewünschte Spannungen zu hoch. Für fernsteuerbare Präzisionsquellen bilden daher bisweilen Relais noch eine gute Alternative.

4.6. Beschaltung für 0 V Ausgangsspannung

In [5] wird ein Labornetzgerät beschrieben, in dem einige Maßnahmen enthalten sind, die sich aus den erweiterten Forderungen an ein solches Arbeitsmittel ergeben. (Achtung! In [5] waren, wie später berichtigt worden ist, durch einen Zeichenfehler die Regleranschlüsse in den Schaltungen generell falsch numeriert – also bitte dort selbst korrigieren!) Diese hier nicht wiedergegebene Schaltung zeigt, wie schnell „um den Reglerschaltkreis herum" erheblicher Zusatzaufwand entstehen kann, wenn man nicht mit dem auskommt, was er aufgrund seiner Daten für sich allein zu leisten vermag. So wird mit einem pnp-Leistungstransistor mit Basis an 3 und Kollektor an 2 parallel zum Schaltkreis ein Pfad für höheren Strom geschaffen, der von Plus her (dort liegt der Emitter) mit der schaltkreisstromabhängigen Spannung über einen 2,2-Ω-Widerstand vor Anschluß 3 geöffnet wird. Das wiederum stellt die Strombegrenzung der

Gesamtschaltung in Frage; sie muß darum mit einer Überwachungsschaltung sichergestellt werden.
Ein für die Überschrift dieses Abschnitts interessantes Detail ist der auf das Wichtigste reduzierte Schaltungsteil nach Bild 4.13: Um am Ausgang des *B 3170 V* bis auf 0 V einstellen zu können, wird mit einem *B 3370 V* eine auf den Absolutwert von U_{ref} des *B 3170 V* hin abgleichbare Gegenspannung erzeugt. Für sie bedarf es einer Hilfswicklung auf dem Transformator, die jedoch nur mit einigen Milliampere belastet wird und nur einige Volt liefern muß. Da der vom Programmierzweig des *B 3170 V* in den Ausgang des *B 3370 V* fließende Strom bereits den höchsten nötigen Wert von I_{Omin} sicherstellt, kommt man (auch unter Berücksichtigung von I_{adj}) mit etwa 5 mA Programmierstrom für den *B 3370 V* aus, wie Bild 4.13 zeigt. Die Schaltung wird

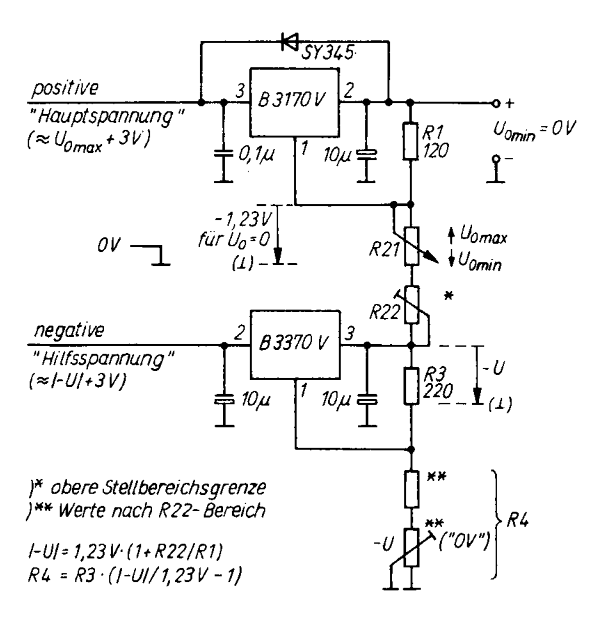


Bild 4.13 0 V am Ausgang durch Gegenspannung aus *B 3370 V*

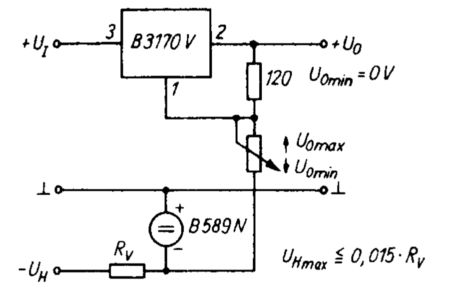


Bild 4.14
Alternative für 0 V
mit Referenzquelle
B 589 N (Grenzen
siehe Text!)

nun mit einem Stellwiderstand so abgeglichen, daß beim unteren Anschlag des für die einstellbare Ausgangsspannung benutzten Stellwiderstands an Anschluß 1 des *B 3170 V* gegen Masse genau der negative Wert seiner Referenzspannung entsteht. Dann nimmt sein Ausgang Massepotential an.
Nun erscheint es bisweilen etwas aufwendig, einen ganzen Reglerschaltkreis für diese Hilfsfunktion zu verwenden. Doch zunächst einmal ist diese Lösung allen auftretenden Eingangsspannungsschwankungen gewachsen, und die Verlustleistung des Schaltkreises bietet ausreichende Reserven. Die in Bild 4.14 dargestellte Alternative wirkt dagegen im Prinzip bestechend einfach. Sie erfordert jedoch eine möglichst wenig schwankende negative Spannung, sonst kommt es zu Querströmen durch die Referenzspannungsquelle, die ihren zulässigen Höchstwert überschreiten.
Interessant wird diese Möglichkeit auch im Grunde erst in Verbindung mit der Einsparung einer Hilfswicklung. Das jedoch führt im Falle des Vorschlages nach Bild 4.15 zu einer zum entnommenen Strom proportionalen zusätzlichen Verlustleistung im Hauptstromkreis. Außerdem braucht man rund 2 V mehr Eingangsspannung. Insgesamt hat diese Lösung daher nur unter 2 Voraussetzungen Sinn, die allerdings für kleine Labornetzgeräte besonders in der Amateurpraxis durchaus gegeben sein können: Der verfügbare Transformator muß eine ausreichend hohe Oberspannung liefern, und die laststrombedingte Zusatzerwärmung durch die Dioden muß beherrscht werden.

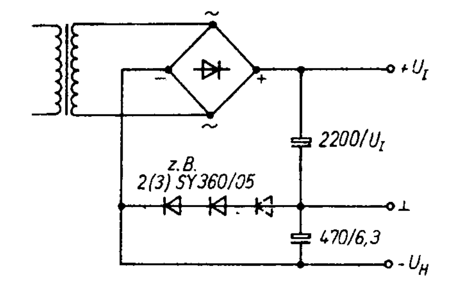


Bild 4.15
Gegenspannungs-erzeugung über Dioden im Hauptstromkreis

Interessant dürfte eine solche Lösung aber bereits dann sein, wenn sie gemäß Abschnitt 4.1. oder 4.2. aus einem Klingeltransformator gespeist wird. Denn: Bei Speisespannungen ab 5 V aufwärts bedeuten 1,23 V besonders für Digitalschaltungen meist schon einen „ungefährlichen" Kleinstwert, bei dem aber auch die Schaltungsfunktion nicht mehr erwartet werden kann. Umgekehrt gibt es gerade in der Analogtechnik zunehmend Lösungen, die im Spannungsbereich unterhalb von 5 V arbeiten und für die man doch auch wissen möchte, wie weit unter der Nennspannung etwa einer *R-6*-Batterie oder einer Spezialknopfzelle die betreffende Schaltung noch funktioniert. Meist geht es dabei um Ströme im Bereich einiger 10 mA.
Genau da aber liegen die Einsatzchancen des in Bild 4.16 vollständig dargestellten Kleinspannungs-Labornetzteils. Die Leiterplatte zu Abschnitt 4.1. läßt sich relativ leicht um die Zusatzschaltung erweitern (Bild 4.17). Das Einstellpotentiometer wird außerhalb montiert.
Im Interesse einer gewissen „Hubreserve" für den Programmierstromkreis sollte der tatsächlich nötige I_{Omin} als Orientierungshilfe für die Teilerauslegung benutzt werden. Da diese spezielle Schaltung ja ohnehin nur im unteren U_D-Bereich betrieben wird, genügen durchaus 4...5 mA als Berechnungsbasis für *R*1. Das führt zu etwa 270 Ω statt der sonst üblichen 120...130 Ω. Diese rund 5 mA fließen nun also in die durch die 3 Dioden repräsentierte negative Quelle mit – strom- und temperaturabhängig – etwa −2 V Quellenspannung. Unter der Voraussetzung, daß

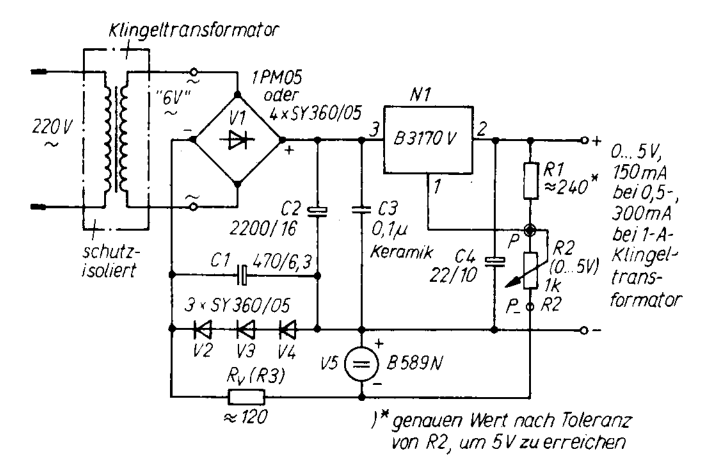
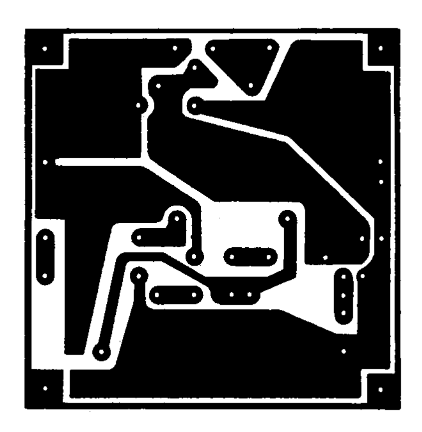


Bild 4.16 Kleinspannungs-Labornetzgerät für 0 bis 5 V Ausgangsspannung

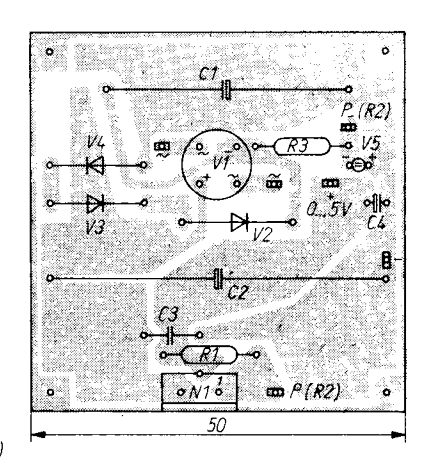
mit nicht mehr als 30 K Temperaturhub gerechnet werden muß (Gerät ausreichend kühlen, Dioden nicht in der Nähe anderer wärmeabgebender Teile montieren), liegt der Spannungshub durch Temperaturänderung in der Größenordnung von −0,2 V. Das sind 10 % der Quellspannung. Hinzu kommt eine in gleicher Größenordnung liegende Änderung der Flußspannung, die durch Laständerungen von einigen 10 mA bedingt ist. Insgesamt muß man einerseits den Vorwiderstand zwischen Dioden und Referenzquelle so wählen, daß er bei kleinster zu erwartender Gesamtdiodenspannung U_{Fmin} noch 5 mA durch R_V fließen läßt:

$$R_V \leqq (U_{Fmin} - U_{ref})/5\,\text{mA}.$$

Andererseits muß bei U_{Fmax} (also größter I_F, aber kleinste Temperatur) die Bedingung $(U_{Fmax} - U_{ref})/R_V < 9$ mA eingehalten werden, um im zulässigen Bereich des Stroms durch den *B 589 N* zu bleiben. Bei der 1. Gleichung war der Mindeststrom von 50 µA nicht mit in die Rechnung einbezogen worden, da er nur 1 % von 5 mA beträgt und diese 5 mA bei der gewählten



a)



b)

Bild 4.17 Leiterplatte zu Bild 4.16;
a – Leiterbild, b – Bestückungsplan

Dimensionierung nicht erreicht werden. Die 2. Gleichung berücksichtigt, daß der Programmierkreisstrom kleiner als 5 mA ist. Als günstig erweisen sich die gegenläufigen Reaktionen von U_F auf die Temperatur (U_F sinkt mit steigender Temperatur) und auf den Strom durch die Dioden, der ja von der Last beeinflußt wird. U_F nimmt mit steigendem Strom zu. Das wiederum erwärmt die Dioden stärker, wirkt also der Erhöhung entgegen.

4.7. Spannungsquelle mit „Zeitverhalten"

In der immer komplexer werdenden Schaltungspraxis nehmen Fälle zu, bei denen das „harte" Ein- oder/und Ausschalten einer Spannung ungünstige Nebeneffekte bewirkt. Als klassisches Beispiel sei der Kaltstromstoß von Glühlampen genannt. Nun wäre das allerdings für Regler mit Kurzschlußschutz wie bei der Reihe *B 3×7× V* kein dominierendes Problem. Zur Erläuterung der Problematik innerhalb von Schaltungen, die mit diesem Regler gespeist werden und die auf solche harten Einschaltungen stärker reagieren, mag es jedoch genügen.
Die integrierten Spannungsregler *B 3×7× V* erleichtern die Anpassung an solch spezielles Schaltverhalten. Vorauszusetzen ist wieder, daß 1,23 V als ungefährlicher Anfangs- (beim Einschalten) bzw. Endwert (beim Ausschalten) angesehen werden können. Die in Bild 4.18 dargestellte Schaltung erfüllt bereits in einem mit dem Kondensator wählbaren, relativ großen Zeitbereich bis zu einigen Sekunden die soeben formulierten Forderungen. Im Beispiel wird im Gegensatz zur Lampenproblematik weiches Ausschalten realisiert.
Als Grenzbedingung für die Widerstände im Basiskreis gilt der für den „Aus"-Fall erforderliche Basisstrom in Verbindung mit der verfügbaren Mindesteingangsspannung. 10 mA Kollektorstrom sind mit möglichst kleiner Kollektor-Emitter-Sättigungsspannung U_{CEsat} abzuleiten, wenn der Ausgang auf „Aus" steht, denn es gilt $U_O = U_{ref} + U_{CEsat}$. Daher sollte der Transistor wenigstens 5fach übersteuert werden, abgesehen davon, daß man selbstverständlich einen Epitaxie-Planartyp benutzen muß.

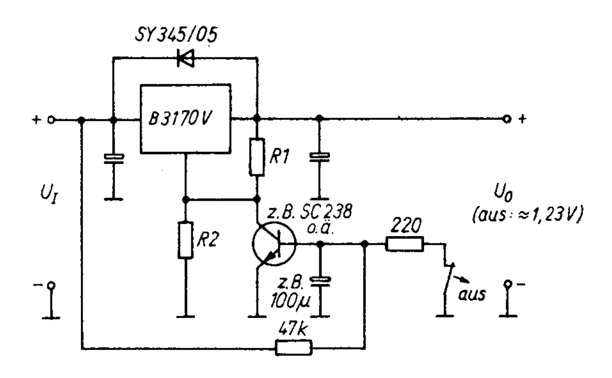


Bild 4.18 Weiches Abschalten der Ausgangsspannung auf 1,23 V durch Zeitglied

Bei einer Mindeststromverstärkung von z. B. 250 und 5facher Übersteuerung benötigt man 200 µA Basisstrom. Aus der Beziehung $(U_{\mathrm{Imin}} - U_{\mathrm{BE}})/0{,}2$ mA ergibt sich daher R_{gesmax} in kΩ. Für U_{Imin} von etwa 10,6 V sind das ≈ 50 kΩ.
Man beachte, daß der gesperrte Transistor dem stationären Betriebsfall entspricht. Beim Anlegen der Eingangsspannung ist der Transistor zunächst ebenfalls gesperrt. Um eine Zeitabhängigkeit zu erreichen, muß also im Zeitkreis selbst ein- bzw. ausgeschaltet werden. Damit gibt es einige Möglichkeiten für dessen Auslegung. Im Falle von Bild 4.18 wird hart ein-, jedoch weich ausgeschaltet. Der Widerstand vor dem Schalter schützt nur vor zu hohem Kontaktstrom. Er muß um Größenordnungen unter dem zeitbestimmenden Widerstand liegen, sonst sperrt der Transistor nicht exakt. Bei geschlossenem Schalter ist in diesem Beispiel die Ausgangsspannung eingeschaltet, bei geöffnetem Schalter geht sie auf etwa 1,5 V zurück.
Weiches Einschalten ergibt sich z. B. gemäß Bild 4.19. Alle Funktionen sind vertauscht. „Ein“ bedeutet offenen Schalter und damit (vorausgesetzt, es war vorher „Aus“ und damit der Kondensator geladen) langsam sperrenden Transistor, also

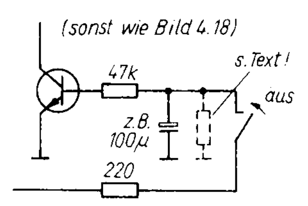


Bild 4.19
Weiches Einschalten der Ausgangsspannung von 1,23 V an

weiches Anlaufen der Ausgangsspannung. „Aus“ lädt den Kondensator praktisch sofort und öffnet damit den Transistor fast unverzögert.
In beiden Richtungen „Soft-Verhalten“ liefert eine Erhöhung des 220-Ω-Widerstands in Bild 4.19 auf 22 kΩ, wobei der Widerstand von 47 kΩ ebenfalls in 22 kΩ zu ändern ist. Für etwa gleiche Zeitkonstanten wie vorher erhöht man den Kondensatorwert auf 220 µF. Im übrigen empfiehlt sich parallel zum Kondensator – obwohl dadurch die Entladezeit insgesamt kleiner wird – ein Widerstand von 100...150 kΩ. Das verkürzt die sonst sehr langsam dem Endwert zustrebende „Restphase“, wenn die Transistor-Eingangsdiode dem Sperrbereich nahekommt.

4.8. Einige weitere Einsatzempfehlungen

Im folgenden werden noch einige Schaltbeispiele aus der Literatur [2], [3] kurz vorgestellt, die die Vielfalt der Anwendungsmöglichkeiten dieser integrierten Regler demonstrieren. Sie wurden nicht speziell erprobt und nicht im einzelnen dimensioniert. Die Angaben folgen daher denen der genannten Quellen.
Bild 4.20 zeigt zunächst in Anknüpfung an den vorigen Abschnitt eine weitere Möglichkeit des „weichen Anschaltens“ – diesmal ohne Hilfsschalter und dimensioniert für 15 V Ausgangsspannung.
Eine gegenüber der verbal erwähnten Lösung aus [5] mit größerem Transistoraufwand arbeitende Schaltung zeigt Bild 4.21.

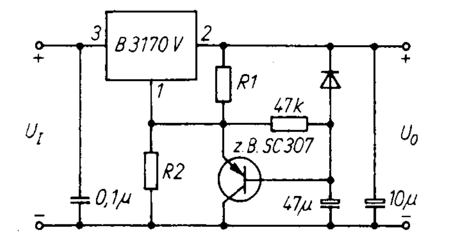


Bild 4.20
Weiches Einschalten mit Schalter im Hauptstromkreis

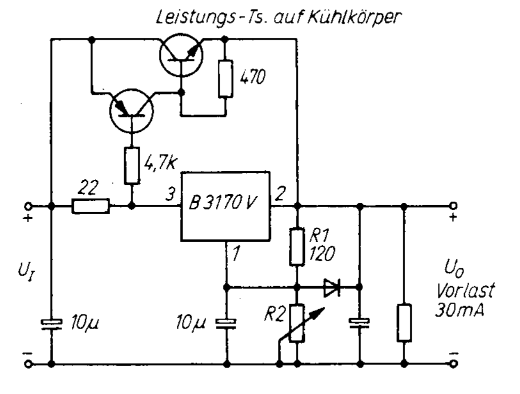


Bild 4.21
Leistungstransistor erhöht entnehmbaren Strom; Nachteile siehe Text

Den Schaltkreis selbst durchfließen nur etwa 30 mA, und auf diesen minimalen Laststrom hin ist je nach Ausgangsspannung der markierte Widerstand zu bemessen. Die Komplementär-Transistorschaltung liefert Ströme bis zu einigen Ampere, je nach Typ, und ist durch Verlagerung der Verlustleistung auf die Transistoren auch für höhere Spannungen geeignet. Im Beispiel sind nach Angaben von [2] 3 Transistoren parallelgeschaltet.

Einen kombinierten Konstantspannungs-/Konstantstrom-Regler zeigt Bild 4.22. Der Konstantstrommodus wird durch die Leuchtdiode angezeigt.

)* in Lit.-Stelle: LM301A mit dieser Anschlußbelegung

Bild 4.22 Kombinierter Konstantspannungs-/Konstantstromregler mit Anzeige des Konstantmodus

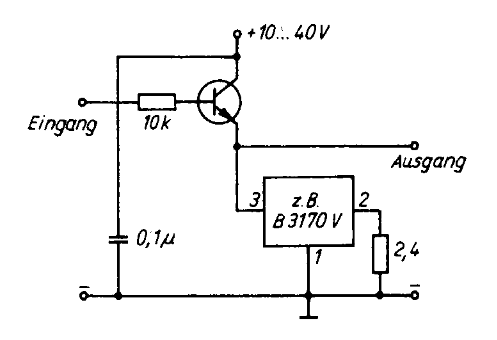


Bild 4.23
Leistungsemitterfolger mit Spannungsreglerschaltkreis als aktive Last

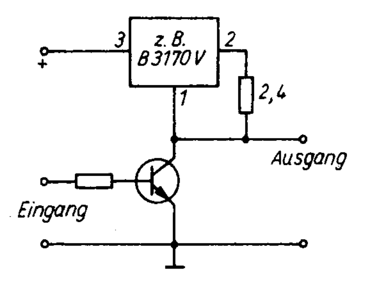


Bild 4.24
Emitterstufe mit Schaltkreis im Kollektorausgang

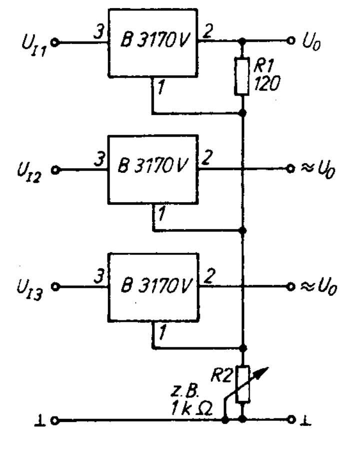


Bild 4.25
Mehrere Spannungsregler werden von 1 Regler aus gesteuert

Als aktive Last arbeitet der Reglerschaltkreis in den beiden folgenden Bildern. Bild 4.23 zeigt einen Leistungsemitterfolger und Bild 4.24 eine Emitterstufe mit Reglerschaltkreis im Kollektorzweig.
Die „Master-Slave-"Lösung nach Bild 4.25 liefert innerhalb von ±100 mV übereinstimmende Ausgangsspannungen. Alle Regler werden von einer Referenzspannung beeinflußt.

4.9. Prüfschaltung für Regler der Reihe *B 3×7× V*

Eine Schaltkreisfassung mit mindestens 2 × 3 oder 1 × 5 nebeneinanderliegenden freien Kontakten bietet eine einfache Möglichkeit für einen anspruchslosen Reglertester. Weiterhin benötigt man eine Batterie und ein Voltmeter, das die Spannung 1,25 V noch gut ablesbar anzeigt. Etwas Komfort bringen 2 2polige Umschalter, mit denen man dieses Meßinstrument und die Batterie an den jeweils gerade mit dem Prüfling bestückten Teil der Fassung legt. Nur dann, wenn in der entsprechend gekennzeichneten Seite der richtige Reglertyp steckt, zeigt das Voltmeter die Referenzspannung an, sonst einen anderen Wert. Hat man auf beiden Steckplätzen keinen Erfolg, stimmt etwas mit dem Regler nicht. Bild 4.26 zeigt diese einfache Vorrichtung, mit der man sowohl Typ (Positiv- oder Negativregler) als auch Zustand (gut oder schlecht) feststellen kann.

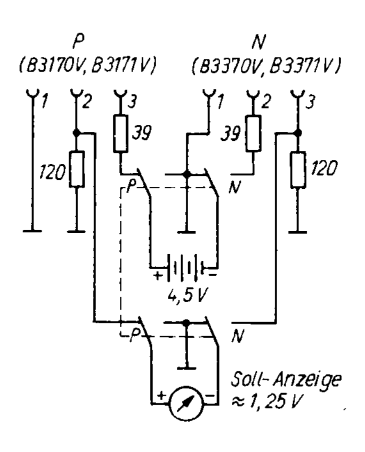


Bild 4.26
Prüfschaltungen zur Feststellung von Typ und Funktion;
a – Anzeige 1,23 V, wenn einwandfreier Positivregler,
b – Anzeige 1,23 V, wenn einwandfreier Negativregler

5. Referenzspannungsquelle *B 589 N*

Äußerlich ein 2-Pol, innen jedoch eine relativ komplexe Halbleiterschaltung – das ist der in einem Transistorgehäuse untergebrachte Schaltkreis *B 589 N*. In der Wirkung einer Z-Diode vergleichbar, hat er demgegenüber mindestens 2 wesentliche Vorteile: eine entscheidend geringere Ausgangsimpedanz und die niedrige Referenzspannung von typisch 1,235 V bei kleiner Temperaturabhängigkeit dieses Werts. Der Hub dieser Spannung beträgt nur etwa 5 mV im Bereich von 50 μA bis 5 mA. Eine Low-Power-Referenzquelle also, die bei 50 μA nur 60 μW benötigt. Geliefert wird in 4 Varianten mit unterschiedlichen Temperaturkoeffizienten.

5.1. Innenschaltung und Funktion

Das benutzte sogenannte Bandgap-Prinzip [9] bezieht sich auf 2 Transistoren, die mit unterschiedlichen Emitterstromdichten betrieben werden (Bild 5.1). Die Ausregelung erfolgt mit einem Operationsverstärker. Die unterschiedlichen Stromdichten haben auch unterschiedliche Basis-Emitter-Spannungen zur Folge, und über *R*2 ergibt sich eine Differenzspannung. Sie hat einen positiven TK und wird mit dem Verhältnis *R*1/*R*2 auf *R*1 übertragen. Der negative TK der Basis-Emitter-Spannung des Transistors mit der geringeren Stromdichte wird so kompensiert. Es entsteht eine temperaturunabhängige Summenspannung, die man die Bandgap-Spannung nennt.
In Bild 5.1 fließt durch die beiden Transistoren ein Strom, der *„proportional to absolute temperature“* ist, so daß man ihn *PTAT*-Strom nennt. Durch die unterschiedliche Größe der beiden Emitterflächen der beiden Transistoren ergeben sich die für das Prinzip nötigen unterschiedlichen Basis-Emitter-Spannungen.

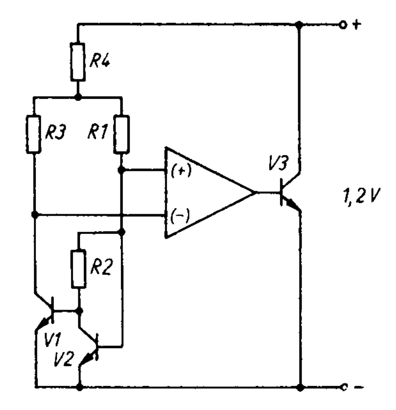


Bild 5.1
Modifizierte Bandgap-schaltung im *B 589 N*

Mit Hilfe der Widerstände *R*1 und *R*4 wird die über *R*2 entstehende Spannungsdifferenz (mit positivem TK) aufgestockt und so die von der Temperatur weitgehend unabhängige Spannung

$U_{R4} + U_{R1} + U_{BEV2}$ gebildet.

Von einem Mindeststrom von 50 µA an funktioniert diese Schaltung stabil und arbeitet aufgrund des zusätzlichen Transistors von außen gesehen als 2-Pol mit konstanter Klemmenspannung.

5.2. Kenndaten und typische Abhängigkeiten

Tabelle 5.1. informiert über die Daten des *B 589 N* und seiner 4 Varianten. Aus Bild 5.2 ist der Verlauf der Abweichung erkennbar, die in Abhängigkeit von der Temperatur zwischen tatsächlicher und theoretischer Ausgangsspannung (mit linearem TK) besteht, je nach Betriebsstrom. Es handelt sich um den in den Herstellerunterlagen angegebenen Wert F, multipliziert mit dem Faktor 1,2.

Tabelle 5.1. Grenzwerte (GW) und Betriebsbedingungen (BB) des *B 589 N*

Kenngröße	Kurzzeichen	Kleinstwert	Größtwert	Art
Betriebsstrom in mA	I_{CC}	−10 0,05	10 5	GW BB
Betriebstemperaturbereich in °C	ϑ_a	0	70	BB

Tabelle 5.2. Elektrische Kenngrößen des *B 589 N*
(KW = Kleinstwert, GW = Größtwert)

Kenngröße	Kurzzeichen	Typ	KW	Typwert	GW	Einstellwerte
Einschaltzeit in µs	t_{set}	alle	12	16	20	I_{CC} = 500 µA
Dynamische Ausgangsimpedanz in Ω	Z_O	alle	0,45	0,75	1,05	I_{CC} = 500 µA i_a = 100 µA f = 1 kHz
Ausgangs-Rauschspannung in µV	U_{On}	alle	18	23	28	I_{CC} = 500 µA f = 10 Hz...10 kHz
Temperaturkoeffizient der Ausgangsspannung in 10^{-6}/K	$\frac{\Delta U_O}{U_O \Delta\vartheta_a}$	N	150			I_{CC} = 500 µA ϑ_{a1} = 25 °C ϑ_{a2} = −25 °C
		Nm Np Nq	70 40 20			I_{CC} = 500 µA ϑ_{a1} = 25 °C ϑ_{a2} = 0 °C
Änderung der Ausgangsspannung im Betriebsstrombereich in mV	U_O	alle	0		10	ϑ_a = 25 °C 0,05 mA ≤ I_{CC} ≤ 5 mA

Die Gleichung für F lautet:

$$F = \frac{U_O - (\vartheta_a - 25\ °C)\ \Delta U_O/\Delta\vartheta}{U_O\ (\text{für } 25\ °C,\ 500\ \mu A)} \cdot 10^3.$$

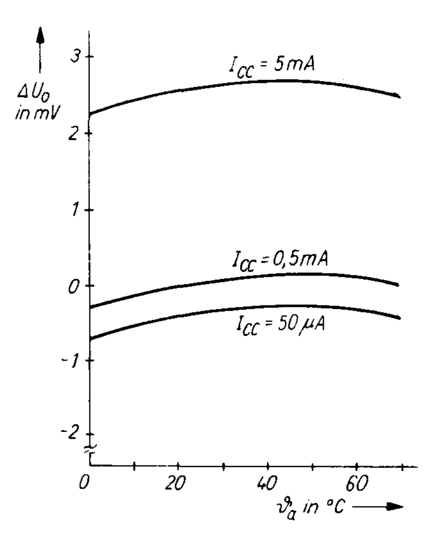


Bild 5.2
B 589 N, Abweichung der tatsächlichen von der theoretischen Ausgangsspannung mit linearem TK

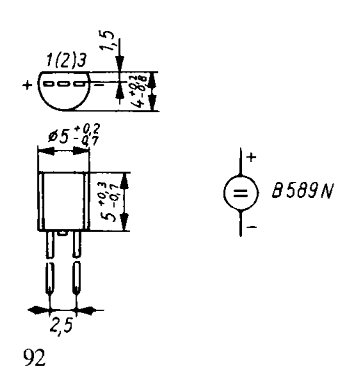


Bild 5.3
B 589 N, Anschlußbelegung und Schaltzeichenvorschlag

Darin ist U_O der Wert bei der Umgebungstemperatur ϑ_a und $\Delta U_O/\Delta\vartheta$ der Temperaturkoeffizient zwischen 25 und 70 °C, bezogen auf 25 °C.
Bild 5.3 informiert über die Anschlußbelegung und das Schaltzeichen, das in den Bildern der vorliegenden Broschüre noch durch 2 parallele waagerechte Striche als Symbol für eine Gleichspannungsquelle ergänzt worden ist.

5.3. Einsatzempfehlungen

Bild 5.4 zeigt die Grundschaltung für Ausgangsspannungen bis 1,2 V. Für höhere Ausgangsspannungen eignet sich die Schaltung nach Bild 5.5. Der Operationsverstärker erhält durch die Referenzquelle eine konstante Differenzspannung zwischen Ausgang und Eingang. Am invertierenden Eingang erzwingt der auf den nichtinvertierenden Eingang rückgeführte Teil der Ausgangsspannung die gleiche Spannung wie am nichtinvertierenden. Der Strom durch den *B 589 N* hat die Größe

$$I_{ref} = (U_O - U_{ref})/R1$$

und darf nicht größer als 5 mA werden. Bei kleinerem erforderlichem Strom durch den Zweig, der die Ausgangsspannung bestimmt, hat dieses Konzept Ähnlichkeit mit dem Prinzip der einstellbaren Spannungsregler der Reihe *B 3×7× V*.
Für die an $R3$ einstellbare Ausgangsspannung U_O gilt
U_{ref} $(1 + R3/R2)$. Über $R2$ liegt stets U_{ref}. 2,2 kΩ sind also ein brauchbarer Wert, wenn 0,6 mA im Zweig fließen sollen. Als

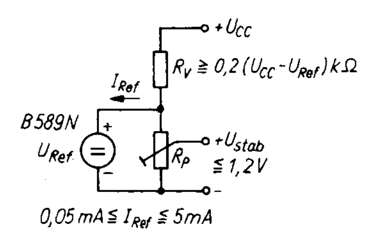


Bild 5.4
Grundschaltung für *B 589 N*

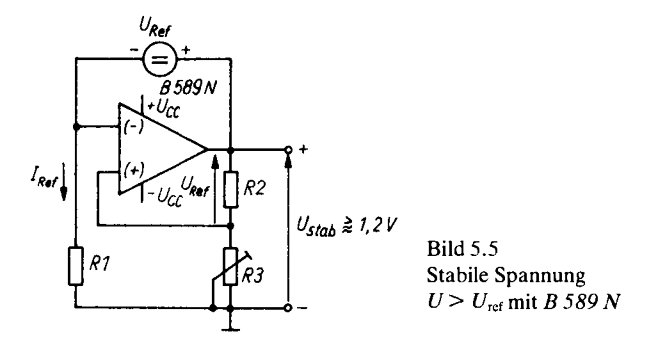


Bild 5.5
Stabile Spannung
$U > U_{ref}$ mit *B 589 N*

Beispiel für 12 V Ausgangsspannung ergibt sich *R*3 aus der umgestellten Gleichung zu 19,18 kΩ. Es empfiehlt sich also, ihn aus z. B. 15-kΩ-Fest- und 10-kΩ-Stellwiderstand zusammenzusetzen. Für *R*1 können bei 12 V minimal 2,2 kΩ gewählt werden.

5.4. Typische Anwendungsschaltung

Besonders im Bereich sowohl kleiner Betriebsspannungen wie kleiner gewünschter Differenzspannungen zwischen U_I und U_O ist der Einsatz des *B 589 N* zu empfehlen. Bild 5.6 zeigt eine Schaltung, die das bekannte und auch in [9] dargestellte Prinzip in 2 Punkten modifiziert und auf einen Ausgangsstrom bis etwa 100 mA anwendet. Zum einen wird in den Basiszweig des Serientransistors keine normale Diode, sondern eine Leuchtdiode geschaltet. Im datenhaltigen Bereich dieses stetigen Reglers, der im dimensionierten Beispiel noch mit 0,2 V Spannungsdifferenz $U_I - U_O$ arbeitet und damit besonders für Batteriebetrieb geeignet ist, leuchtet die Leuchtdiode unter den gegebenen Strom- und Stromverstärkungsbedingungen nur gering. In der Nähe der Lastausregelgrenze wird sie langsam heller. Sobald jedoch der Regler die eingestellte Ausgangsspannung nicht mehr stabil halten kann, leuchtet die Diode sehr hell und zeigt damit den Überlastfall an, denn jetzt schaltet der

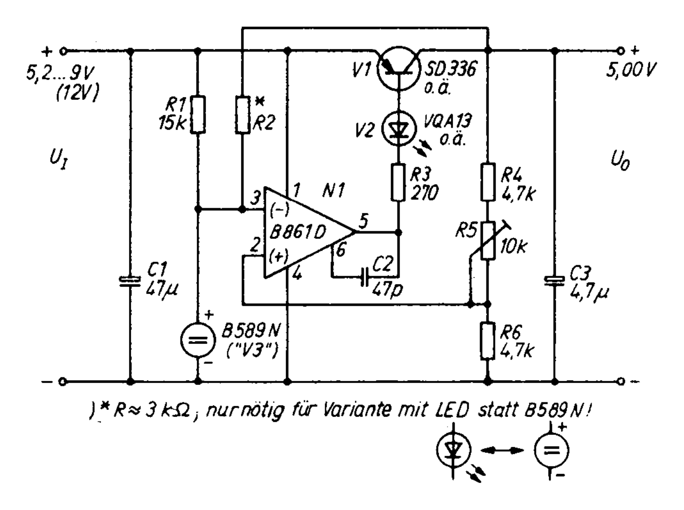


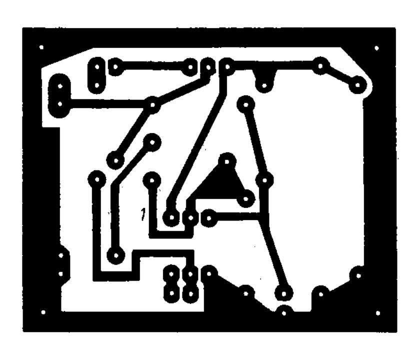
Bild 5.6 Regler für kleine Differenzspannung $U_I - U_O$ mit *B 589 N*

Operationsverstärker aufgrund der wachsenden Differenzspannung zwischen seinen Eingängen voll durch. Der Basishöchststrom und damit auch der Strom durch die Leuchtdiode (dem sie auch noch gewachsen sein muß!) wird durch

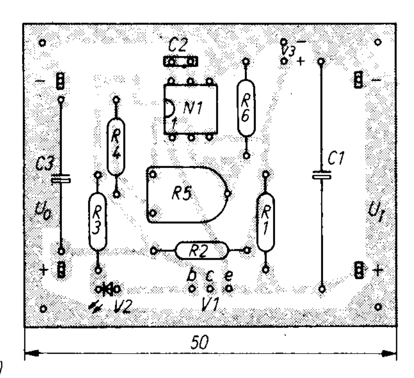
$$I = (U_{Imax} - U_{BE} - U_F - U_{RestOPV})/R3$$

bestimmt.

Die 2. Besonderheit der Schaltung leitet sich aus einer ursprünglich in Ermangelung eines *B 589 N* für die Referenz benutzten Leuchtdiode ab, deren Flußspannung vom Strom stärker abhängt. Mit einem relativ hochohmigen „Startwiderstand“ wird sie beim Einschalten aus der unstabilisierten Eingangsspannung versorgt, erhält dann jedoch einen größeren, aber stabilen Strom aus der stabilisierten Ausgangsspannung. Diese Lösung kann auch beim *B 589 N* angewendet werden und vermindert die ohnehin geringe Stromabhängigkeit noch weiter. Bild 5.7 zeigt für diese vielseitig nutzbare Schaltung einer Leiterplatte.



a)



b)

Bild 5.7 Leiterplatte zu Bild 5.6;
a – Leiterbild, b – Bestückungsplan

6. Literatur

[1] Informationsblatt *B 3170 V, B 3171 V, B 3370 V, B 3371 V.* VEB Halbleiterwerk Frankfurt (Oder), Betrieb im VEB Kombinat Mikroelektronik; Ausgabe 1985.

[2] *LM 317 (LM 117/LM 217/LM 317* 3-terminal adjustable regulator), National Semiconductor (Informationen für Positivregler).

[3] *LM 337 (LM 137/LM 237/LM 337* 3-terminal adjustable regulator), National Semiconductor (Informationen für Negativregler).

[4] *W. Andrä* u. a., *B 3170 V, B 3171 V, B 3370 V, B 3371 V* – Monolithisch integrierte bipolare Spannungsreglerschaltkreise. Halbleiterinformationen 218, Teil 1 und 2. In: radio fernsehen elektronik H. 10/1985, S. 647–650, und H. 11/1985, S. 717–718.

[5] *H.-H. Krüger,* Integrierte Spannungsregler *B 3170 V, B 3171 V, B 3370 V, B 3371 V.* In: radio fernsehen elektronik H. 10/1985, S. 615–618.

[6] *R. Richter,* Neue Spannungsreglerschaltkreise von HFO. In: Funkamateur H. 2/1986, S. 155–158.

[7] NG 76. In: Elektor H. 4/1976, S. 30–34.

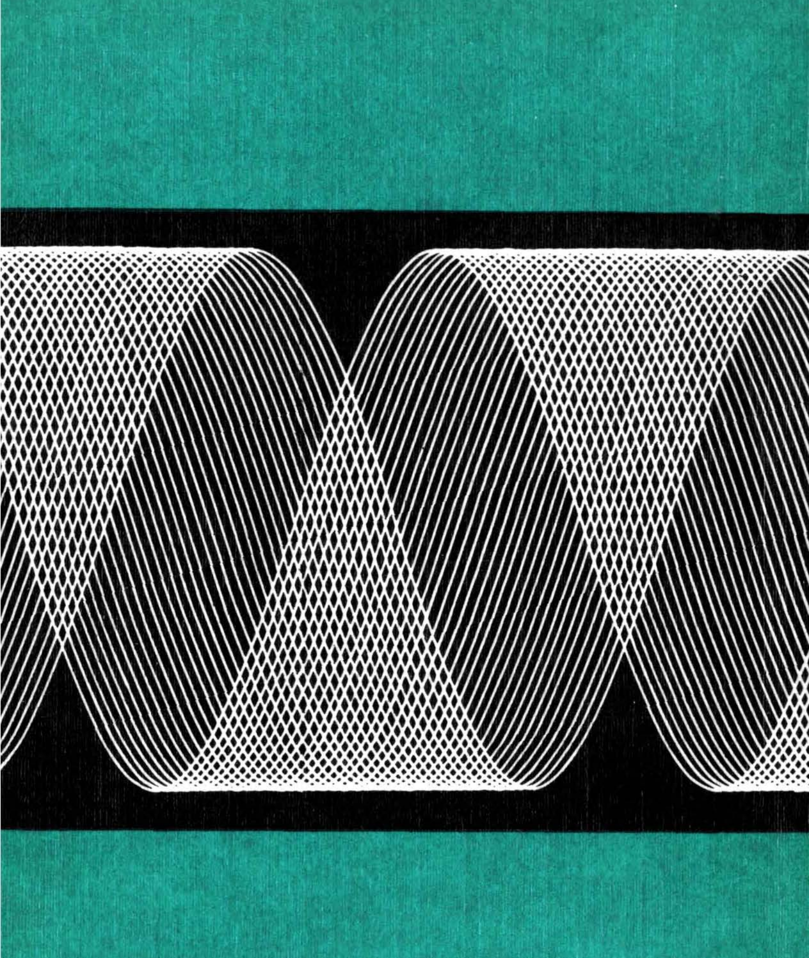
[8] *K. Schlenzig,* Bauplan-Bastelbuch 2. Berlin 1985, S. 364–367.

[9] *K. Schlenzig/D. Jung,* Mikroelektronik für Praktiker. Berlin 1986.

[10] *H. Zinke,* Integrierte Schaltungen *B 511 N* und *B 589 N* für eine kostengünstige Temperaturerfassung. In: radio fernsehen elektronik H. 3/1986, S. 155–158.

[11] *R. Schröder/H.-J. Schneider,* 85 % Wirkungsgrad bei einem Schaltregler für 5 V und 10 A. In: Funkamateur H. 4/1986, S. 195–199.

[12] *H. Hantzsch,* Wärmeableitung bei Halbleitern. Berlin 1978.



ISBN 3-327-00557-5